



**Diogo Botelho
Ribeiro Marinho**

**Filtro de Cavidade para LTE
Cavity Filter for LTE**



**Diogo Botelho
Ribeiro Marinho**

Filtro de Cavidade para LTE
Cavity Filter for LTE

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos, Professor associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri / the jury

presidente / president

Prof. Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro
Professor catedrático da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Doutor José Miguel Silva Bergano
Investigador científico, Instituto de Telecomunicações

Prof. Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos
Professor associado da Universidade de Aveiro (orientador)

agradecimentos / acknowledgements

No fim de uma das etapas mais importantes da minha vida não posso deixar de agradecer a todos aqueles que deixaram a sua marca.

Agradecer ao meu orientador, Professor Doutor João Matos pela paciência e confiança transmitida durante este projecto e pela oportunidade de me deixar trabalhar numa área particular de Engenharia de micro-ondas. Gostava também de agradecer ao Professor Doutor António Navarro pelo acesso a tecnologias de filtros de cavidade e interesse demonstrado nesta área.

Gostava de agradecer aos meus amigos e colegas por me terem acompanhado ao longo da minha formação como engenheiro e como pessoa.

Gostava de agradecer ao Instituto de Telecomunicações pelo apoio e total colaboração na resolução de problemas ao longo do trabalho.

Por fim agradeço em especial à minha família, aos meus pais e irmãos, pelas condições que me proporcionaram ao longo destes anos e por acreditarem em mim.

Palavras Chave

Filtros Micro-ondas, Matriz de Acoplamento, Factor Qualidade, Filtro Coaxial, Tuning

Resumo

Dada a existência de um espectro limitado e partilhado por várias aplicações, a importância dos filtros micro-ondas na resolução de problemas de largura de banda, redução de interferências entre canais e redução ruído de um sistema, torna estes elementos alvo de especificações bastante exigentes. Nesta dissertação pretende-se desenvolver e construir um filtro passa-banda de cavidade com características capazes de filtrar um canal de largura de banda de 20 MHz para banda 7 de *downlink* do LTE com possível aplicação no *Front-End* de RF.

Esta dissertação recorre a um método de matrizes de acoplamento em conjunto com o simulador electromagnético CST, que possibilita a construção rápida e precisa de cavidades ressoantes, dimensionamento das estruturas de acoplamento entre cavidades até chegar à resposta desejada. Na parte final do trabalho são abordados alguns fatores que devem estar presentes no momento da construção de filtros de cavidade e apresentadas as principais dificuldades na sintonização manual do filtro. Este processo mostra-se eficaz devido à boa concordância entre os resultados da simulação no CST e os resultados reais, medidos através do VNA, após a sintonização manual do filtro.

Keywords

Microwave Filters, Coupling Matrix, Quality factor, Coaxial filter, Tuning

Abstract

Nowadays the existence of a limited spectrum shared with several applications, the importance of microwave filters in the band limitations, reducing interference between channels, reducing the noise, makes these elements target of very demanding specifications. The objective of this dissertation is to develop and build a prototype microwave filter capable of filtering a 20 MHz bandwidth channel to the LTE band 7 of downlink and eventually apply this system in RF Front-End.

This dissertation employs a method of coupling matrices combined with the electromagnetic simulator CST, which allows the fast and accurate construction of resonant cavities, dimensioning the coupling structures between cavities until the desire response is achieved. At the end of the work, some factors are considered in the manufacture of cavity filters and the difficulty of manual tuning (post-manufacturing). This process proves to be effective due to the significant agreement between the simulation results from CST and the measurements made after the manual tuning with VNA.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Glossário	vii
Lista de Símbolos	ix
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento e Objectivos	1
1.2 Estrutura da Dissertação	4
2 Filtros Micro-ondas	5
2.1 Introdução	5
2.2 Aproximações ao filtro passa baixo ideal	6
2.2.1 Aproximação de Butterworth	7
2.2.2 Aproximação Elíptica ou de Cauer	8
2.2.3 Aproximação de Chebyshev	9
2.3 Aproximação à síntese de filtros micro-ondas	10
2.3.1 Síntese da matriz de acoplamento	10
2.3.2 Análise de matriz de acoplamento genérica ($N \times N$)	11
2.4 Tecnologia de filtros micro-ondas	14
2.4.1 Tecnologia planar	14
2.4.2 Filtros de cavidade	18
2.5 Filtros de cavidade coaxial	20
2.6 Fabrico de filtros cavidade	25
3 Especificações e Síntese do Filtro Passa-Banda	27
3.1 Introdução	27

3.2	Síntese do protótipo filtro passa-baixo	29
3.2.1	Síntese da matriz de acoplamento do protótipo passa-baixo	31
3.3	Transformação em frequência	33
4	Simulação EM e Implementação	35
4.1	Introdução	35
4.2	Acoplamento	37
4.3	Dimensões da cavidade ressoante	38
4.4	Acoplamento externo	39
4.5	Acoplamento mútuo	42
4.6	Optimização e resultados	44
5	Conclusão e Trabalho Futuro	55
5.1	Conclusões	55
5.2	Trabalho futuro	57
	Referências	59

Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos transmissor <i>Front-End</i>	2
1.2	Etapas no design de um filtro	3
2.1	Espectro Electromagnético (EM) absorvido pela atmosfera [6]	6
2.2	Características filtro passa-baixo ideal	7
2.3	Aproximação de Butterworth a filtro passa-baixo com 3 pólos	8
2.4	Aproximação elíptica a filtro passa-baixo com 3 pólos	9
2.5	Aproximação de Chebyshev a filtro passa-baixo com 3 pólos	9
2.6	Circuito protótipo passa-banda	11
2.7	Circuito protótipo passa-baixo com inversores e elementos Frequency Invariant Reactive (FIR)	12
2.8	Matriz de impedância[Z] resultante das equações de <i>Kirchhoff</i> sobre os circuitos ressoantes mais a impedância da fonte (R_S) e impedância da carga (R_L)	12
2.9	Circuito protótipo passa-baixo N+2	14
2.10	Filtros de linhas acopladas	15
2.11	Filtro HairPin	16
2.12	Filtro interdigital	16
2.13	Geometria de ressoadores <i>patch</i>	17
2.14	Filtro guia de onda de modo evanescente	18
2.15	Estruturas de filtros <i>dual-mode</i>	19
2.16	Filtro ressoador dieléctrico	19
2.17	Linha de transmissão sem perdas com carga Z_l	20
2.18	Linha de transmissão sem perdas terminada em C.C	20
2.19	Variação da impedância de entrada da linha terminada em curto em função do comprimento da linha	21
2.20	Ressorador coaxial	22
2.21	Circuito equivalente ao ressoador coaxial de $\lambda/4$	22
2.22	Formas de acoplamento externo: a) <i>Tapped resonator</i> b) <i>inductive loop</i> c) <i>capacitive loop</i>	23
2.23	Filtro passa-banda coaxial Transversal Electromagnético (TEM)	24

3.1	Etapas iniciais na síntese de um filtro	27
3.2	a) Protótipo passa-baixo normalizado	
	b) Dual do protótipo passa baixo-normalizado	29
3.3	Matriz de acoplamento N+2 de filtro Chebyshev ordem 4	32
3.4	Resposta em frequência do filtro Chebyshev de ordem 4, $ripple = 0.1$ dB, $RL_{min} = -16$ dB e $Q_u = \infty$	34
4.1	Acoplamento entre duas estruturas Radio Frequência (RF) ressoantes, com possíveis formas diferentes e frequências diferentes	37
4.2	Dimensões da cavidade ressoante: $L = 40mm$, $D = 40mm$, $l_{res} = 20mm$, $d_{res} = 10mm$, $l_{screw} = 10mm$, $d_{screw} = 4mm$	39
4.3	Tipos de acoplamento externo: a) <i>Tapped Ressonator</i> b) <i>inductive loop</i> c) <i>Capacitive loop</i>	40
4.4	Altura da ponta de prova (h) e comprimento do conector SMA ($tap = 14.87mm$)	41
4.5	Variação da altura da ponta de prova (h) vs factor de qualidade externo (Q_{ext})	41
4.6	Acoplamento magnético	42
4.7	Acoplamento entre duas cavidades ressoantes a partir íris rectangular	43
4.8	Dimensões da cavidade ressoante	44
4.9	Modelo 3D filtro coaxial de ordem quatro no CST	45
4.10	Etapas da optimização com recurso ao CST	45
4.11	Dimensões de filtro coaxial de ordem quatro: $W_1 = 13.7mm$, $W_2 = 12.6mm$, $W_3 = 13.7mm$, $tap = 14.87mm$ e $d_{res} = 10mm$	46
4.12	Rede mesh gerada no CST	46
4.13	Resultados da simulação baseados na matriz de acoplamento vs resultados da estrutura física simulada no CST	47
4.14	Simulação campo eléctrico vista na perspectiva lateral	47
4.15	Simulação campo magnético vista da perspectiva da base	48
4.16	Matriz de acoplamento extraída a partir da resposta em frequência do filtro.	48
4.17	Filtro coaxial de ordem 4	49
4.18	Filtro coaxial de ordem 4	50
4.19	Resultados práticos vs resultados da simulação no CST	51
4.20	Esquema para ajuste do conector coaxial	52
4.21	Resultados práticos após alteração da parede vs resultados da simulação no CST	53

Lista de Tabelas

2.1	Matriz de admitância $[Y']$	14
3.1	Especificações para filtro passa-banda de LTE	29
3.2	Parâmetros protótipo passa-baixo Chebyshev até ordem 4 para $\epsilon = 0.1$	30
4.1	Factor qualidade (Qu) e frequência de ressonância em simulação EM	38
4.2	Acoplamento (M) entre duas cavidades ressoantes	43
4.3	Acoplamento entre cavidades e dimensão da íris para filtro passa-banda de ordem 4	43

Glossário

ANACOM	Autoridade Nacional de Comunicações
BS	Base Stations
CNC	Computer Numerically Controlled
CST	Computer Simulation Technology
EM	Electromagnético
FDD	Frequency Division Duplex
FDM	Frequency Division Multiplexing
FIR	Frequency Invariant Reactive
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LTE	Long Term Evolution
RF	Radio Frequência
SDR	Software Defined Radio
TDD	Time Division Duplex
TE	Transversal Eléctrico
TEM	Transversal Electromagnético
TM	Transversal Magnético
VNA	Vector Network Analyser
4G	Fourth-Generation

Lista de Símbolos

B	Susceptância
Z	Impedância
C	Capacidade
L	Indutância
\vec{E}	Campo eléctrico
\vec{H}	Campo magnético
μ	Permeabilidade magnética
ε	Permitividade eléctrica
J	Admitância característica de um inversor de A admitâncias
K	Impedância característica de um inversor de impedâncias
Q	Factor qualidade
BW	Largura de banda
λ	Comprimento de onda
δ	Factor de perdas
ϕ	Fase
f_0	Frequência central
f_c	Frequência de corte em Hz
ω_c	Frequência de corte em radianos
ε	<i>Ripple</i> na banda de passagem
d_{res}	Diâmetro do ressoador
l_{res}	Altura do ressoador
d_{screw}	Diâmetro do parafuso de <i>tuning</i>
l_{screw}	Altura do parafuso de <i>tuning</i>
h	Altura do centro da ponta de prova
tap	Comprimento do conector SMA
W	Dimensão da íris
L	Altura da cavidade
D	Diâmetro da cavidade

Introdução

1.1 Enquadramento e Objectivos

Nas telecomunicações atuais, a existência de um espectro bastante lotado e partilhado por diversas aplicações, torna cada vez mais relevante o papel dos filtros em separar sinais de diferentes frequências. Embora o futuro das telecomunicações passe por soluções cada vez mais digitais, flexíveis e reconfiguráveis, como Software Defined Radio (SDR), continua a ser necessário implementar hardware para o *front-end* de RF.

Num receptor de RF, as antenas apresentam baixa selectividade necessária para limitar o espectro de entrada, requerem a existência de filtro passa-banda para assegurar a recepção do sinal desejado. Por outro lado, numa cadeia de transmissão de *front-end* de RF, existem elementos tais como osciladores, moduladores e LNAs, formados por elementos não lineares que originam distorções e podem levar ao aparecimento de frequência de harmónicos além dos harmónicos desejados. Para mitigar este problema é necessário existência de um filtro à saída da cadeia de transmissão. Outra adversidade que os filtros podem resolver numa cadeia de transmissão de comunicações sem fios reside na limitação da largura de banda. Os filtros, quando integrados numa cadeia de transmissão, modificam a densidade do espectro de potência à saída do amplificador. Nos sistemas de telecomunicação que usam o Frequency Division Duplex (FDD), onde uma banda de frequência se encontra dividida em múltiplos canais de largura de banda estreita, são os filtros que impedem a interferência entre canais vizinhos. A figura 1.1 mostra o diagrama de blocos de transmissor RF. As principais funções do filtro num sistema de transmissão RF, passa pela limitação da largura de banda, a eliminação do ruído fora da banda de passagem e ainda a anulação de possíveis sinais harmónicos ou *spurious* provenientes do oscilador local.

Por norma este tipo de filtros são alvo de especificações extremamente exigentes, transições abruptas entre a banda passante e a banda de rejeição, baixo *insertion loss* na banda de

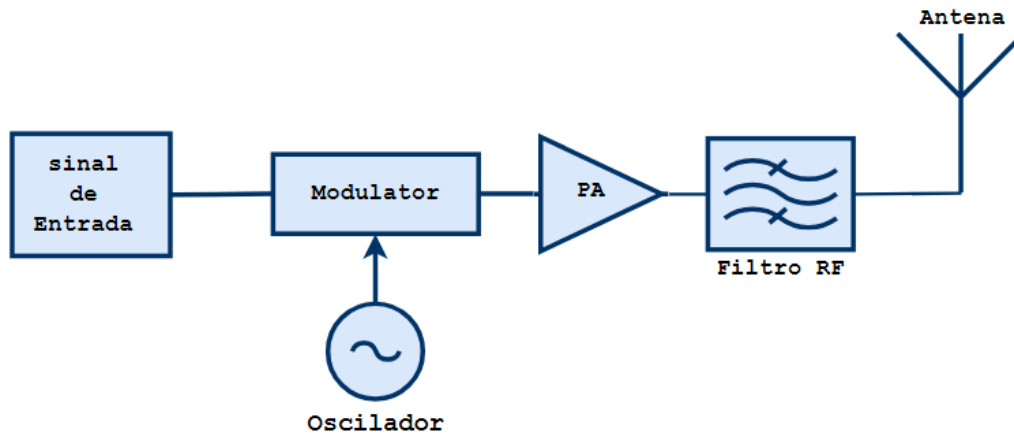


Figura 1.1: Diagrama de blocos transmissor *Front-End*

passagem e grande capacidade de entrega de energia, nomeadamente na emissão. Estes dispositivos têm papel particularmente relevante nas comunicações móveis sem fios, na medida em que permite o correcto funcionamento de vários serviços em simultâneo, assegurando a emissão de um sinal à frequência desejada e evitando a emissão de potência fora da banda autorizada. É comum encontrar este tipo de filtros em transceptores, em Base Stations (BS), satélites ou até mesmo na indústria aeroespacial. A entidade responsável por gerir o espectro de frequência em Portugal é a Autoridade Nacional de Comunicações (ANACOM), cabe a este grupo supervisionar a emissão de sinais dentro das bandas autorizadas.

A organização tecnológica 3GPP, responsável por definir os *standards* do Long Term Evolution (LTE), atribuiu um conjunto de bandas de frequência para LTE FDD e LTE Time Division Duplex (TDD). O LTE, também conhecido como Fourth-Generation (4G), utiliza vários canais com largura de banda de 5 e 20 MHz, seja em *uplink* ou *downlink*. As bandas de LTE entre 1 e 25 estão reservadas para FDD, enquanto que as bandas entre 33 e 43 estão reservadas para TDD. Em Abril de 2012, a ANACOM colocou a leilão diferentes faixas de frequência que foram compradas pelas três principais operadoras (NOS, TMN e VODAFONE)[1]. De modo a evitar interferências entre canais adjacentes é indispensável a existência de um filtro que possa limitar esta banda. De acordo com [2], as especificações de um filtro passa-banda para o canal 38 de *uplink* do LTE 2570-2620 MHz são: largura de banda 20 MHz e -80 dB de atenuação para um desvio de 5 MHz da banda de passagem. Esta dissertação de Mestrado tem como objectivo desenvolver um filtro cavidade capaz de filtrar um canal da banda 7 de *downlink* de LTE. De acordo com [3], a banda 7 do LTE tem gama de frequências de *downlink* compreendida entre 2620 – 2690 MHz e a gama de frequências de *uplink* entre 2500 - 2570 MHz.

O intuito deste projecto passa por entender e implementar as várias etapas do processo de síntese de um filtro de cavidade. Neste sentido, começa-se por compreender as características das principais aproximações ao filtro passa-baixo, em particular a aproximação de Chebyshev e estudam-se vários designs de filtros de micro-ondas implementados em tecnologias planar e de cavidade. Após esta etapa é desenvolvido um *script* em Matlab® que dado um conjunto

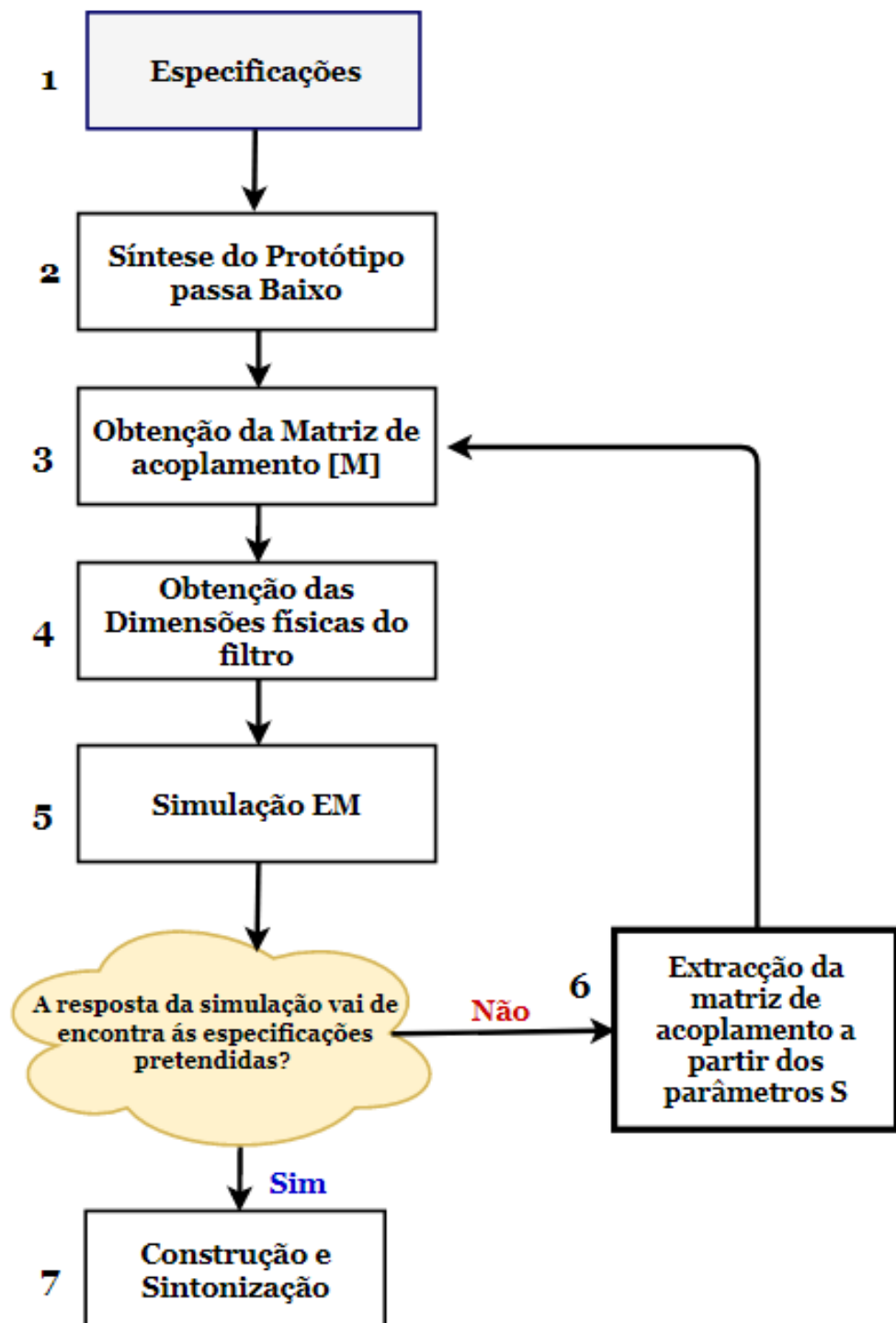


Figura 1.2: Etapas no design de um filtro

de especificações de entrada permite obter a matriz de acoplamento [4]. Finalmente mostra-se como passar dos elementos da matriz para dimensões físicas de modo a ser construído o filtro real. Neste projecto abordam-se as várias etapas de síntese de um filtro analógico passivo com base na matriz de acoplamento. A figura 1.2, mostra todas as etapas do processo de síntese do filtro que vão ser exploradas ao longo do projecto. Assim, para que, após um processo de

conhecimento sobre as limitações das diferentes tecnologias e simulação da estrutura num simulador EM, seja possível construir um protótipo, o mais próximo possível das especificações pretendidas.

1.2 Estrutura da Dissertação

A dissertação está estruturada em 5 capítulos. Partindo de um ponto de vista geral para o específico. Este documento descreve todo o processo na síntese de um filtro de cavidade passa-banda até chegar à implementação prática.

- ⇒ Capítulo 2 descreve as tecnologias filtros micro-ondas planar (linhas acopladas, filtro *HairPin*, filtro interdigital e ressoadores *patch*) e as tecnologias de filtros cavidade (guias de onda, *dual-mode* ressoadores dieléctrico e mais detalhadamente cavidades coaxiais). Ainda neste capítulo é feita a revisão bibliográfica das três principais aproximações matemáticas (Butterworth, Chebyshev e elíptica) ao filtro passa-baixo ideal e apresenta-se a síntese de matrizes de acoplamento. Na última secção deste capítulo são abordadas algumas limitações na parte mecânica dos filtros de cavidade assim como materiais e técnicas aplicadas no processo de fabrico.
- ⇒ Capítulo 3, apresenta os cálculos para determinar a ordem do filtro, os valores dos elementos do protótipo passa-baixo segundo a aproximação de Chebyshev e ainda obtenção da matriz de acoplamento $[M]$ de um filtro passa-banda simétrico de ordem quatro.
- ⇒ Capítulo 4, é o capítulo da simulação EM e concretização, neste capítulo recorre-se a interpolações para obter aproximações iniciais sobre as medidas do filtro seguido de algumas optimizações feitas no Computer Simulation Technology (CST), até obter as medidas finais da estrutura. Neste capítulo é ainda abordado algumas dificuldades encontradas no *tuning* manual das cavidades após o processo de fabrico da estrutura.
- ⇒ Capítulo 5, encerra este trabalho com um sumário das várias etapas abordas ao longo do projecto até chegar à solução final e termina com algumas sugestões de trabalho futuro.

Filtros Micro-ondas

2.1 Introdução

Todos nós já estivemos em contacto com um filtro independentemente da utilidade do mesmo. Os filtros são utilizados em diversas aplicações do nosso quotidiano, como por exemplo na química, onde estes sistemas são utilizados para separar as partículas sólidas do restante líquido. Na mecânica, onde os filtros do ar removem partículas sólidas como o pólen ou o pó, do ar que entra no motor de modo a aumentar a performance. Ou outro exemplo mais importante, a atmosfera terrestre, um filtro natural e essencial à existência de vida na Terra. Esse conjunto de partículas suspensas em torno do planeta Terra permite isolar os habitantes do nosso planeta das temperaturas do espaço, impede os meteoritos de atingir a superfície da Terra, filtra toda a radiação perigosa que vem do espaço e mantém o oxigénio para nós respirarmos. A maioria da radiação proveniente do espaço é absorvida e distorcida na atmosfera, apenas a radiação visível, ondas de rádio e alguma radiação infravermelha e ultravioleta passam do espaço para a superfície terrestre [5]. A figura 2.1 mostra o espectro EM absorvido pela atmosfera. Durante este trabalho não se vai falar sobre os filtros de carros, filtros usados na química ou do filtro natural que protege a vida na Terra. Este trabalho foca-se nos filtros electrónicos cuja função é separar sinais na frequência desejados de outros indesejados.

Os filtros em electrónica são fundamentais para o correcto funcionamento de qualquer sistema eléctrico, desde estações base, satélites, telemóveis, discos rígidos, leitores de MP3, etc. Os filtros electrónicos podem ser utilizados para reduzir ruído, para amostragem de sinal ou processamento do som. Estes filtros dividem-se em dois grupos: filtros passivos e filtros activos. Os filtros activos implicam custo de produção mais elevado por precisarem de alimentação externa, no entanto permitem compensação com realimentação e a atenuação de harmónicos indesejados. Os filtros passivos são implementados a partir de elementos passivos como condensadores, bobines e resistências. Estes filtros são mais utilizados na indústria por terem um processo de instalação mais simples e utilização durante um longo período de tempo.

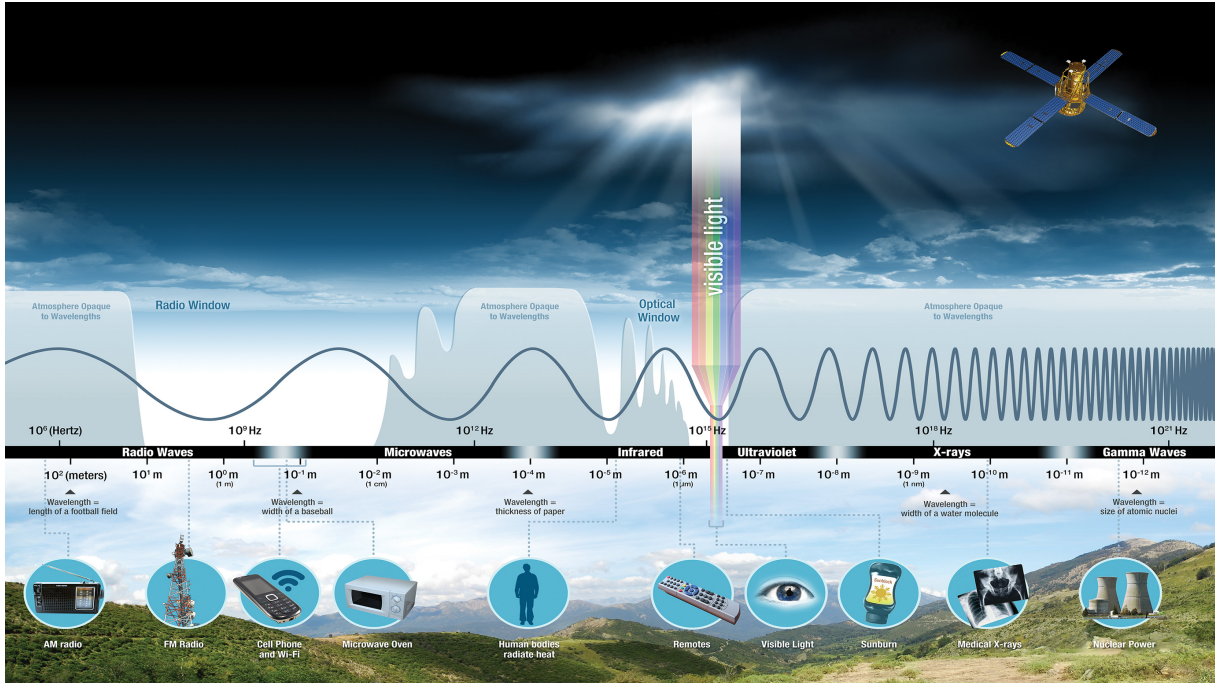
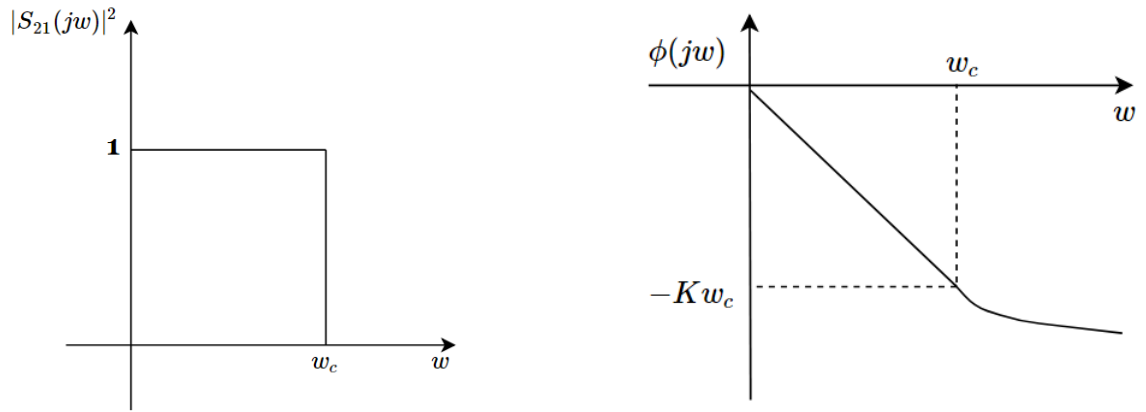


Figura 2.1: Espectro EM absorvido pela atmosfera [6]

Em contrapartida, os filtros passivos, têm sinais harmônicos indesejados e apresentam pouca flexibilidade de reconfiguração [7]. Os filtros electrónicos também podem ser classificados de acordo com a resposta ao longo da frequência. Os filtros podem ser passa-baixo, passa-alto, passa-banda e rejeita-banda. O nome de cada tipo de filtro indica o efeito sobre a banda de frequências. Os filtros micro-ondas e de RF fazem parte do grupo de filtros passivos desenvolvidos para gamas de elevada frequência. Estes elementos são responsáveis por separar sinais na frequência, atenuar sinais indesejados e deixar passar os sinais pretendidos com o mínimo de atenuação.

2.2 Aproximações ao filtro passa baixo ideal

Filtro passa-baixo ideal é caracterizado pela ausência de atenuação na banda de passagem, transição abrupta entre a banda de passagem e a banda de atenuação, e ainda, atenuação infinita na banda de atenuação. A figura 2.2 representa a resposta de um filtro passa-baixo ideal. A resposta em magnitude do filtro é 1 para frequência compreendida entre 0 e ω_c (frequência de corte). A resposta do filtro apresenta magnitude 0 desde a frequência de corte até infinito. Além disso o filtro apresenta fase linear na banda de passagem, enquanto que fora da banda de passagem a fase é irrelevante uma vez que a magnitude é zero. Um filtro ideal, quer seja passa-baixo, passa-alto, passa-banda, rejeita banda ou passa-tudo, é impossível de realizar. Independentemente do tipo de filtro, vão existir sempre perdas na banda de passagem, a atenuação nunca vai ser infinita e a transição entre a banda de passagem e a banda rejeição faz uma curva. Existem várias funções de aproximação ao filtro passa-baixo ideal. De entre elas, podem-se destacar as aproximações de Chebyshev, Butterworth e Elíptica. Cada uma



(a) Resposta magnitude filtro passa-baixo ideal (b) Resposta de fase do filtro passa-baixo ideal

Figura 2.2: Características filtro passa-baixo ideal

destas aproximações apresenta desempenhos diferentes em termos de variação de fase na banda de passagem, atenuação na banda de rejeição, transição entre a banda de passagem e a banda de rejeição. Por norma um engenheiro de RF, selecciona a aproximação de acordo com a resposta em magnitude, no entanto, como certas aplicações requerem baixo atraso de grupo, deve ser estudada a resposta em termos de fase. A partir das bibliotecas de filtros analógicos passivos do Matlab®, compara-se a resposta das três principais aproximações para filtro passa-baixo com três pólos, em termos de magnitude e fase.

2.2.1 Aproximação de Butterworth

A aproximação de Butterworth apresenta uma transição suave entre a banda de passagem e a banda de atenuação e ausência de *ripple* na banda de passagem. De entre as restantes aproximações, a aproximação de Butterworth é aquela que apresenta menor distorção de fase. A figura 2.3 mostra a resposta em magnitude e fase de um filtro passa-baixo de ordem 3 Butterworth.

De acordo com a teoria de sistemas de controlo, um pólo introduz uma variação de fase de 90° . À frequência de corte verifica-se uma variação de 45° . Em termos de magnitude, a influência de um pólo corresponde a atenuação de -20 dB por década a partir da frequência de corte. A partir da figura 2.3 observa-se uma variação de 270° à frequência de corte, enquanto que podemos observar uma atenuação de -60 dB por década na banda de rejeição causada pelos 3 pólos.

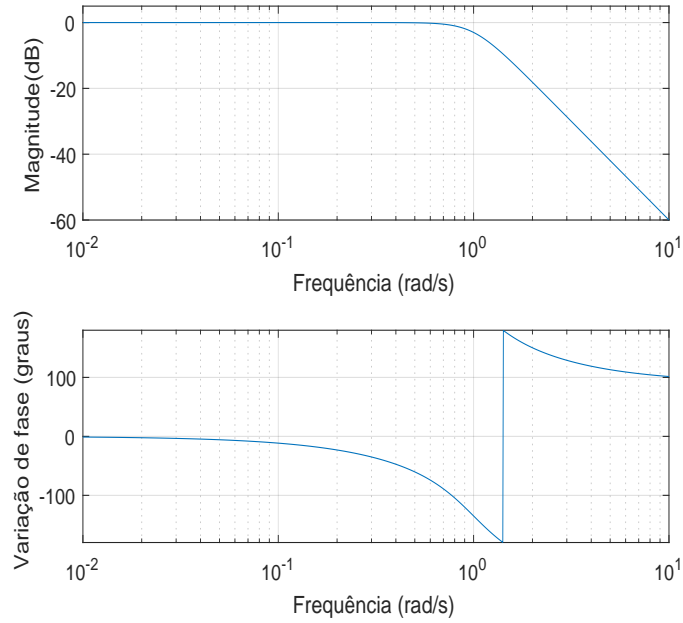


Figura 2.3: Aproximação de Butterworth a filtro passa-baixo com 3 pólos

2.2.2 Aproximação Elíptica ou de Cauer

A aproximação Elíptica ou de Cauer é aquela que apresenta uma transição mais abrupta entre a banda de passagem e a banda de atenuação. A aproximação elíptica apresenta *ripple* na banda de passagem e na banda de atenuação. Por norma, esta aproximação não deve ser utilizada nos filtros de áudio devido à distorção de fase acentuada [8].

A figura 2.4 apresenta a resposta em magnitude e fase obtida em Matlab® de um filtro passa-baixo elíptico de ordem 3. Observa-se uma mudança de fase abrupta perto do zero de transmissão.

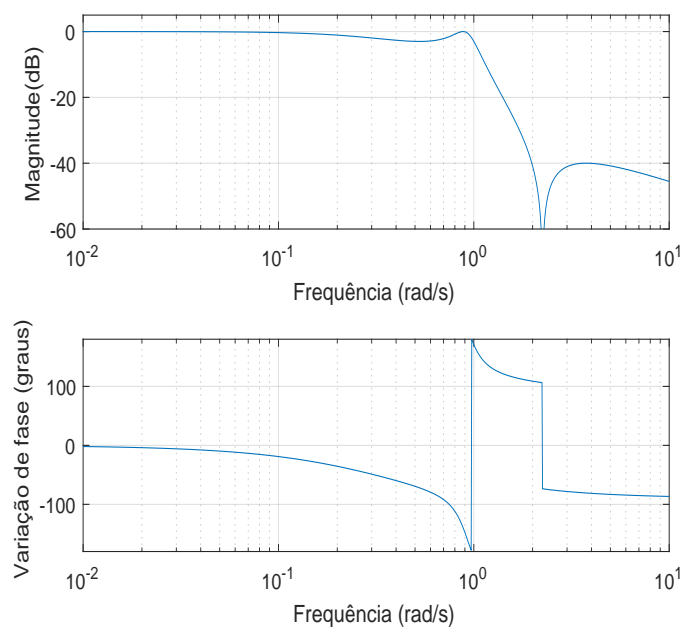


Figura 2.4: Aproximação elíptica a filtro passa-baixo com 3 pólos

2.2.3 Aproximação de Chebyshev

A aproximação de Chebyshev é caracterizada pela transição acentuada entre banda de passagem e a banda de atenuação. Esta aproximação é caracterizada pelo baixo *ripple* na banda de passagem e atenuação elevada na banda de rejeição. A distorção de fase nesta aproximação é muito menor do que na aproximação elíptica.

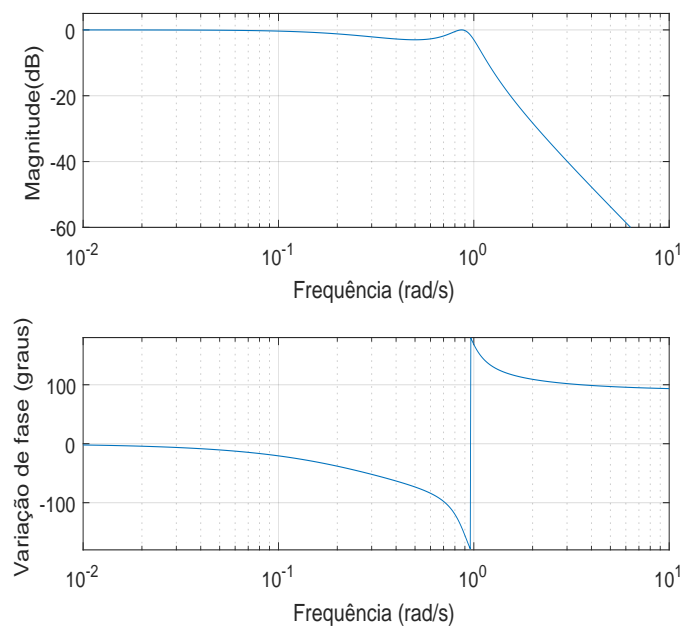


Figura 2.5: Aproximação de Chebyshev a filtro passa-baixo com 3 pólos

A figura 2.5 mostra a resposta em magnitude e fase de um filtro passa-baixo Chebyshev de ordem 3. A resposta de fase é semelhante à aproximação de butterworth, verifica-se variação de 270° de fase causada pelos 3 pólos. Em relação à magnitude, observa-se atenuação superior -60 dB por década.

Durante esta secção, opta-se por não abordar com grande detalhe a síntese matemática ou a localização dos pólos e zeros da função transferências de cada aproximação. A literatura [4] apresenta maior detalhe sobre localização dos pólos e zeros para cada aproximação. O principal motivo desta secção é compreender as vantagens de cada aproximação, para posteriormente seleccionar aquela que melhor se adapta às especificações que se pretende atingir.

2.3 Aproximação à síntese de filtros micro-ondas

Foi por volta de 1970 que surgiu a revolução nas comunicações sem fios, pelo aumento de serviços de telecomunicações. De maneira geral os componentes *Front-End* evoluíram para sistemas de maior performance. Em particular os filtros, devido a um espectro preenchido, requisitavam atrasos de grupo mais baixos, *insertion loss* baixo e rejeição elevada imediatamente após banda de passagem [9]. Uma das maiores inovações na síntese de filtros micro-ondas surgiu no desenvolvimento das matrizes de acoplamento. O método de matrizes de acoplamento trouxe a vantagem, de obter os valores dos elementos (condensadores ou bobines) de acordo com a tecnologia de filtro utilizada. Consequentemente, passou a existir uma representação directa entre os termos da matriz e os elementos físicos do filtro, tornando mais simples o design inicial, o *tuning* e ainda o ajuste directo do acoplamento entre cavidades.

2.3.1 Síntese da matriz de acoplamento

Foi Milton Dishal em 1949, que descobriu pela primeira vez que qualquer filtro passa-banda pode ser analisado através de três factores: factor qualidade (Q_u), acoplamento entre cavidades, acoplamento externo e frequência de ressonância. Desta forma deixou de ser necessário calcular os tradicionais valores de L, C e R. O conceito de matriz de acoplamento foi mais tarde introduzido por Atia e Williams em 1970 para desenvolver filtros *dual-mode* em guias de onda [9]. Modelar um filtro com base na matriz de acoplamento permite reconfigurar a matriz rapidamente de acordo com a posição das cavidades, tem em consideração o factor qualidade de cada cavidade, permite desenvolver estruturas de maior complexidade (com respostas assimétricas ou introdução de zeros de transmissão), mas acima de tudo, faz a associação rigorosa entre cada valor da matriz com o elemento do filtro micro-ondas construído fisicamente ([9] e [10]). O primeiro circuito estudado pelos autores foi o protótipo passa-banda que se encontra na figura 2.6. O circuito é constituído por N ressoadores LC cascadeados em série acoplados através de transformadores. A atenuação do filtro na banda de rejeição tem relação directa com o número de ressoadores. Cada ressoador tem uma capacidade de 1 Faraday (F) em série com indutância de 1 Henry (H), logo a frequência de ressonância de cada ressoador é $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 1(rad/s)$. Teoricamente cada ressoador está conectado aos restantes

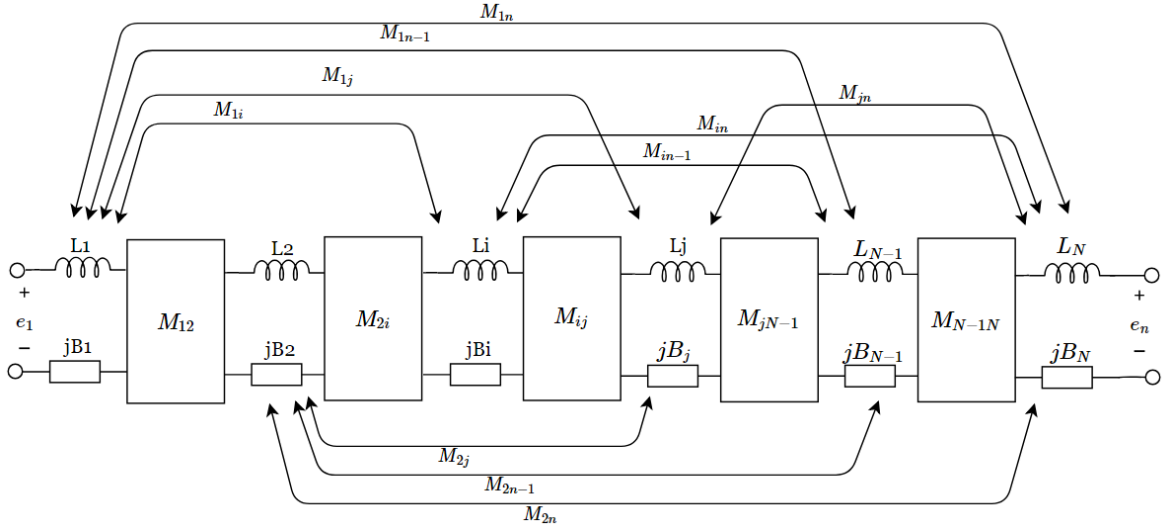


Figura 2.7: Circuito protótipo passa-baixo com inversores e elementos FIR

2.8. Aplicando a lei de *kirchhoff* das malhas (soma das diferenças de potencial dentro de um circuito são iguais a zero), entre a tensão de alimentação e a impedância de carga resulta num conjunto de equações que podem ser representadas numa matriz de impedâncias: $[Z]$.

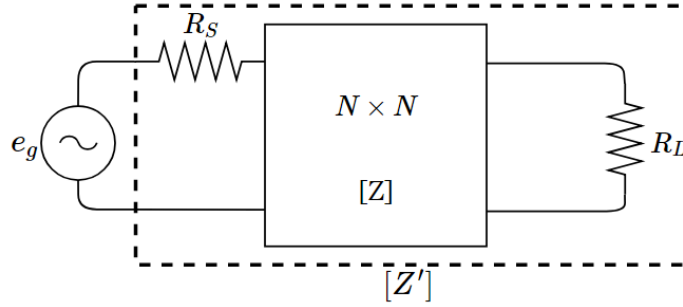


Figura 2.8: Matriz de impedância $[Z]$ resultante das equações de *Kirchhoff* sobre os circuitos ressoantes mais a impedância da fonte (R_S) e impedância da carga (R_L)

A matriz de impedâncias representa as impedâncias dos N circuitos acoplados, pode descrever-se da seguinte forma: $[e_g] = [Z'] \cdot [i]$ de acordo com o circuito da figura 2.8.

$$e_g[1, 0, 0, 0, \dots, 0]^t = [j\mathbf{M} + s\mathbf{I} + \mathbf{R}] \cdot [i_1, i_2, i_3, \dots, i_N]^t \quad (2.1)$$

Onde $[.]^t$ representa a matriz transposta, \mathbf{I} representa a matriz identidade, e_g tensão de alimentação da fonte e $i_1, i_2, i_3, \dots, i_N$ são as correntes em cada uma das N malhas. A matriz de impedâncias $[Z']$ é a soma de 3 matrizes de dimensão $(N \times N)$.

A matriz de acoplamento $j\mathbf{M}$ de dimensão $(N \times N)$ contém os valores de acoplamento directo ($M_{i,i+1}$, provocado pelos transformadores, que têm o mesmo valor dos inversores no circuito protótipo passa-baixo da figura 2.7), acoplamento cruzado, isto é, de acoplamento entre ressoadores não sequenciais e ainda os valores de auto-acoplamento da diagonal principal

$M_{i,i} = jB_i$ (elemento FIR em cada ressoador). Devido a reciprocidade do filtro passivo verifica-se $M_{i,j} = M_{j,i}$.

$$\mathbf{jM} = \begin{bmatrix} B_1 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1N} \\ M_{12} & B_2 & M_{23} & \dots & M_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & M_{N-1,N} \\ M_{1N} & M_{2N} & \dots & M_{N-1,N} & B_N \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

A matriz diagonal $s\mathbf{I}$, de dimensão $(N \times N)$, contém a variável de transformação de frequência ($s = jw$).

$$s\mathbf{I} = \begin{bmatrix} s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

É na matriz $s\mathbf{I}$ que são consideradas as perdas por efeitos condutividade do material, isto é, a existência de um factor qualidade finito provoca um *offset* na frequência de ressonância ($s \rightarrow s + \delta$). No caso particular dos filtros passa-banda, a relação entre o factor de perdas (δ) e o factor qualidade é dado por $\delta = \frac{f_0}{BW} \frac{1}{Q_u}$. Por exemplo, um filtro passa-banda com factor qualidade de 1000 e largura de banda 0.75% substituído na expressão anterior obtemos $\delta = 0.13$. O factor de perdas (δ) depende principalmente do factor qualidade, é imperativo seleccionar estruturas de elevado factor qualidade neste tipo de filtros. Além disso o factor de perdas aumenta para filtros de largura de banda fracional mais reduzida.

A matriz \mathbf{R} , de dimensões $(N \times N)$, contém os valores da impedância do gerador e da impedância da carga. As restantes entradas ficam a zeros.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & R_L \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Em suma, a matriz de impedância de N ressoadores acoplados pode ser separada em valores reais e imaginários: $[Z'] = R + [jM + sI]$.

De forma a gerar uma matriz de acoplamento de dimensão $(N + 2) \times (N + 2)$, deve ser incorporada na matriz de impedâncias $[Z]$, o acoplamento introduzido pelas impedância da fonte (R_s) e da carga (R_L). As impedâncias da carga e da fonte são normalizadas para 1Ω através de inversor de impedância (M_{S1} e M_{NL}) que posteriormente são absorvidos para matriz de dimensão $(N + 2) \times (N + 2)$. A figura 2.9 mostra a rede completa, com adição do acoplamento da impedância da fonte (M_{S1}) e carga (M_{NL}), a expressão geral da matriz antes de ser normalizada pode ser observada na tabela 2.1.

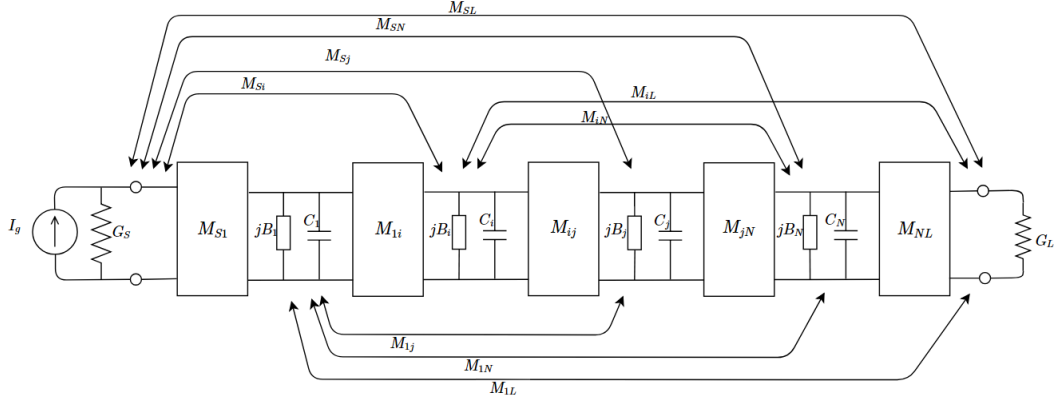


Figura 2.9: Circuito protótipo passa-baixo N+2

Tabela 2.1: Matriz de admitância $[Y']$

	S	1	2	...	N	L
S	$G_s + jB_s$	jM_{S1}	jM_{S2}	...	jM_{SN}	jM_{SL}
1	jM_{1S}	$sC_1 + jB_1$	jM_{12}	...	jM_{1N}	jM_{1L}
2	jM_{2S}	jM_{21}	$sC_2 + jB_2$...	jM_{2N}	jM_{2L}
...
N	jM_{NS}	jM_{N1}	jM_{N2}	...	$sC_N + jB_N$	jM_{NL}
L	jM_{LS}	jM_{L1}	jM_{L2}	...	jM_{LN}	$G_L + jB_L$

Após a síntese da matriz de acoplamento $[M]$, deve ser seleccionada uma tecnologia de filtros com factor de qualidade apropriado para a aplicação final do filtro. Um filtro pode ser implementado em diversas tecnologias: tecnologia planar, como linhas *stripline*, *microstrip* ou em tecnologia 3D como cavidades coaxiais, guias de onda ou *dielectric resonators*.

2.4 Tecnologia de filtros micro-ondas

Nesta secção é apresentado um estudo bibliográfico acerca das tecnologias de filtros micro-ondas mais relevantes nas telecomunicações. Estas tecnologias podem ser divididas em dois grandes grupos: baseados em tecnologia planar, como por exemplo, filtros Hairpin, Interdigital ou *patch resonator* (também utilizados em antenas), ou, por outro lado filtros baseados em guias de onda, como por exemplo, filtros em guias de onda, ressonador dieléctrico ou filtros coaxiais [[11] e [12]].

2.4.1 Tecnologia planar

A implementação de filtros em tecnologia planar trouxe a engenheiros de RF diversas vantagens. São filtros com dimensões reduzidas, são facilmente integrados em circuitos electrónicos, apresentam custos de produção baixos e facilidade de reprodução em série. Por outro lado, a maior desvantagem destes filtros reside no baixo factor de qualidade, o que acarreta menor selectividade e maiores perdas por inserção. Apresenta-se de seguida alguns exemplos de filtros em tecnologias planares, tal como se observa em [13].

Filtro linhas acopladas

Os filtros com linhas acopladas são formados por secções de linhas planares, onde a impedância característica varia de acordo com a largura da mesma. A figura 2.10a mostra a configuração básica de um filtro de linhas acopladas em série. Cada secção da linha representa um ressonador de comprimento $\lambda/2$ à frequência central do filtro. O acoplamento é feito através do espaçamento (*gap*) no final de cada linha, acoplamento do tipo capacitivo. Na figura 2.10b é possível observar a estrutura de um filtro de ordem 4 de linhas acopladas paralelamente. O acoplamento, neste caso, é do tipo indutivo. Esta configuração é bastante utilizada para desenvolvimento de filtros de elevada largura de banda.

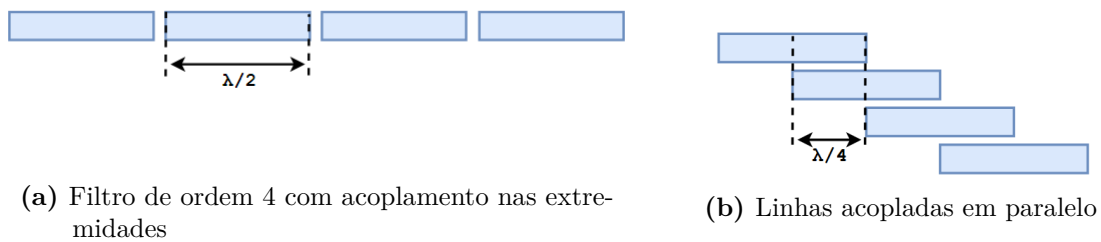


Figura 2.10: Filtros de linhas acopladas

Filtro HairPin

Os filtros *HairPin* são bastante utilizados por apresentarem uma estrutura mais compacta. A figura 2.11 mostra um filtro HairPin de ordem 3, com linhas de $\lambda/2$ acopladas paralelamente para cada ressonador em forma de "U".

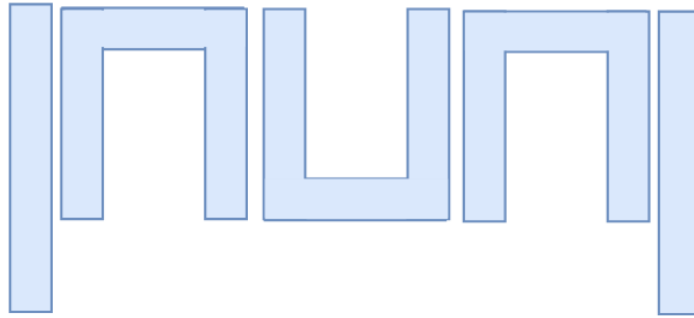


Figura 2.11: Filtro HairPin

Filtro Interdigital

Os filtros interdigitais são formados por uma série de ressoadores em paralelo com comprimento igual de $\lambda/4$. Um lado da linha de transmissão é terminada em curto-circuito, enquanto, a outra extremidade é terminada em circuito aberto. A impedância de entrada e saída do filtro é dada pela largura das linhas de transmissão. A figura 2.12 mostra o possível design destes filtros.

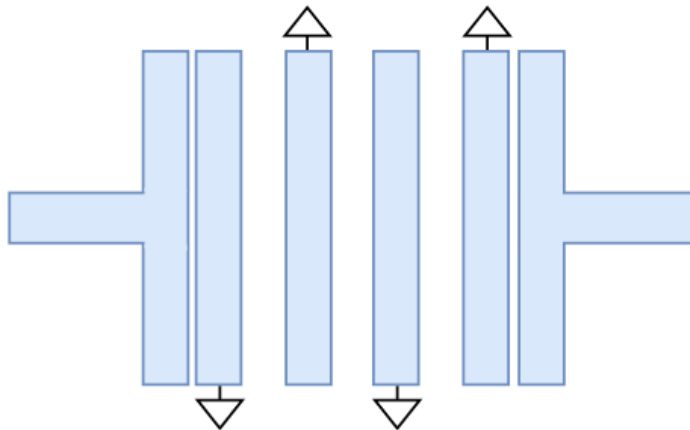


Figura 2.12: Filtro interdigital

Uma variação dos filtros interdigitais são os filtros *comblin*. Este filtros apresentam uma estrutura idêntica aos filtros interdigitais mas são terminados por uma capacidade variável. Devido à variação da capacidade na extremidade do ressonador, as linhas têm comprimento inferior a $\lambda/4$. A capacidade na extremidade do filtro passa-banda traz a vantagem de sintonizar a frequência de ressonância de cada pólo.

Filtros ressoadores *patch*

Os ressoadores *patch* apresentam geometrias bastante diversas (rectangular, circular, triangular) como mostra a figura 2.13. Ressoadores do tipo *patch* são usados sobretudo em antenas, no entanto, as suas propriedades também permitem desenvolver filtros. Estes ressoadores têm a particularidade de serem bimodais, dois modos ressoantes ortogonais. Ao serem introduzidas pequenas perturbações na geometria do ressoador leva a que os modos fiquem desacoplados e tenham frequência de ressonância diferentes.

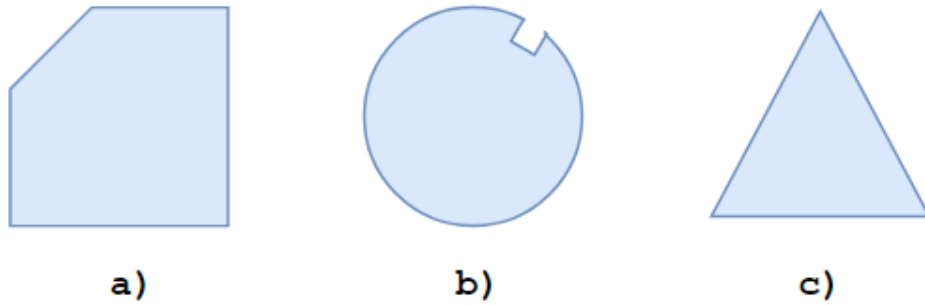


Figura 2.13: Geometria de ressoadores *patch*

2.4.2 Filtros de cavidade

Os filtros cavidade são caracterizados pela excelente performance eléctrica. O facto de serem revestidos por paredes condutoras permite atingir factor qualidade muito alto e são muito utilizados em comunicações por satélite devido à capacidade de suportarem potências elevadas.

Filtros em guias de onda

As guias de onda são frequentemente usadas como linhas de transmissão na propagação de ondas electromagnéticas [14]. Estes tubos metálicos podem transportar muito alta potência com perdas bastante baixas, tudo isto, a partir de frequência mínima de funcionamento (modo fundamental).

As guias de onda podem propagar um número infinito de modos. Ao contrário das linhas *microstrip*, as guias de onda apenas podem propagar o modo Transversal Eléctrico (TE) ou modo Transversal Magnético (TM). A frequência de corte de um determinado modo vai depender das dimensões físicas (altura e largura) do guia, do dieléctrico que preenche o guia (ϵ) e ainda dos modos de propagação [15].

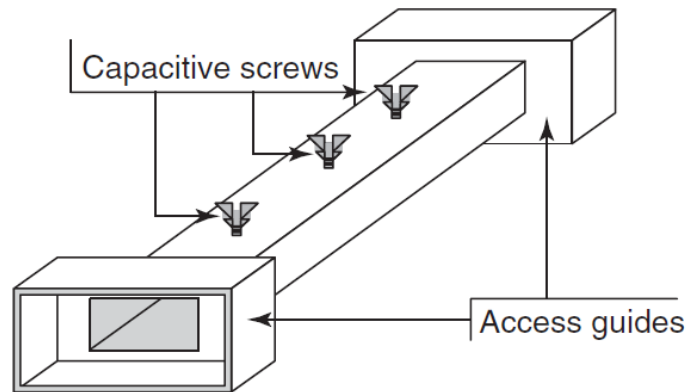
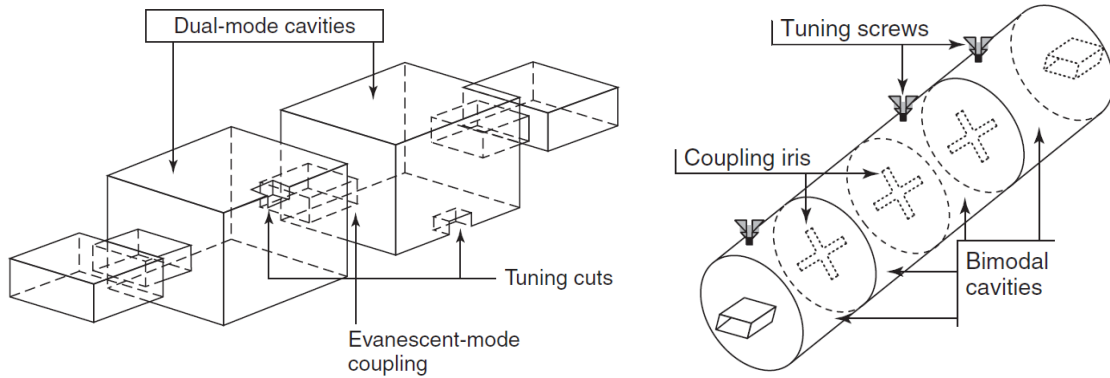


Figura 2.14: Filtro guia de onda de modo evanescente

A figura 2.14 mostra filtro passa-banda em guia de onda modo evanescente[16]. O modo evanescente tem frequência inferior à frequência de corte do guia, por esta razão decresce exponencialmente ao longo da guia. Este fenómeno foi utilizado para construir filtros com forte atenuação nas bandas laterais. A baixo da frequência de corte, o guia de onda comporta-se como uma bobine, ao serem introduzidos parafusos de sintonização, com efeito capacitivo, forma circuito LC paralelo, com frequência de ressonância ajustável pela inserção do parafuso [17].

As cavidades *dual-mode* são dimensionadas de modo a ser possível propagar dois modos à mesma frequência (modos degenerativos TE_{m0n} e TE_{p0q}). Por conseguinte vão existir dois circuitos eléctricos ressoantes em apenas uma cavidade física que permite reduzir ordem no filtro. A figura 2.15a apresenta a estrutura de um filtro *dual-mode* em guia rectangular. As

duas cavidades *dual-mode* são separadas por uma descontinuidade (*evanescent mode coupling*) e são substituídos os tradicionais parafusos de sintonização por pequenos cortes nas paredes metálicas do guia. Outras vertentes dos filtros *dual-mode* em guias de onda rectangulares permitem manter altura constante e íris do tipo indutivo. Este tipo de cavidades são capazes de gerar 2 pólos e 1 zero de transmissão se a íris for correctamente dimensionada em termos de largura e espessura. Este método é apresentado por Marco Guglielmi e Pierre Jarry no artigo [18] e complementado na literatura [11] e [9].



(a) Filtro *dual-mode* em guia de onda rectangular (b) Filtro *dual-mode* em guia de onda circular

Figura 2.15: Estruturas de filtros *dual-mode*

No entanto, é mais comum implementar filtros *dual-mode* em guias circulares. A figura 2.15b mostra um filtro *dual-mode* em guia de onda circular de ordem oito, separadas for íris em forma de "cruz" e ainda parafusos de sintonização.

Filtros Ressonador Dielétrico

Os ressonadores dielétricos são colocados dentro de uma cavidade metálica de modo a evitar perdas por radiação. Estes ressonadores dielétricos podem ser configurados segundo um modo TE, TM ou segundo um modo TEM (híbrido). O modo fundamental depende das dimensões (altura e diâmetro) do ressonador dielétrico. A figura 2.16 mostra os ressonadores dielétrico colocados segundo o eixo do guia de onda.

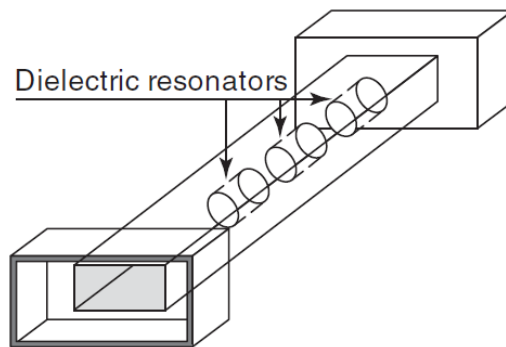


Figura 2.16: Filtro ressonador dielétrico

2.5 Filtros de cavidade coaxial

Os filtros coaxiais, também denominados filtros *comblíne*, são bastante utilizados em estações-base devido ao seu baixo custo de fabrico e elevado factor qualidade (baixas perdas). Nesta secção é apresentado o funcionamento de filtro de cavidades coaxiais, que por razões descritas ao longo do trabalho vai ser a tecnologia seleccionada para implementar o filtro passa-banda para LTE. A cavidade coaxial é o bloco básico de um filtro passa-banda. Este bloco é formado por ressoadores internos cilíndricos de comprimento $\lambda/4$ terminado em curto-circuito de um dos lados. De forma a compreender o funcionamento destas cavidades começa-se por estudar um caso genérico mais simples de uma linha de transmissão sem perdas de comprimento $\lambda/4$.

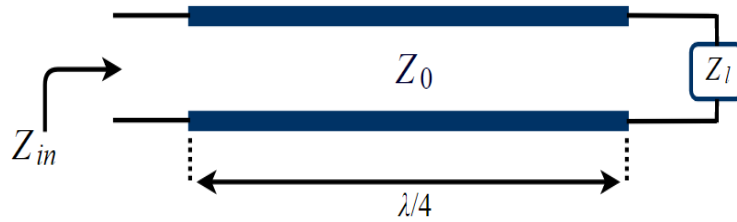


Figura 2.17: Linha de transmissão sem perdas com carga Z_l

Na figura 2.17 mostra-se uma linha de transmissão de comprimento $\lambda/4$ sem perdas, com impedância de carga genérica Z_l e impedância característica da linha Z_0 , apresenta uma impedância de entrada Z_{in} dada por:

$$Z_{in} = Z_0 \times \frac{Z_l + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_l \tan(\beta l)} \quad (2.5)$$

com $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

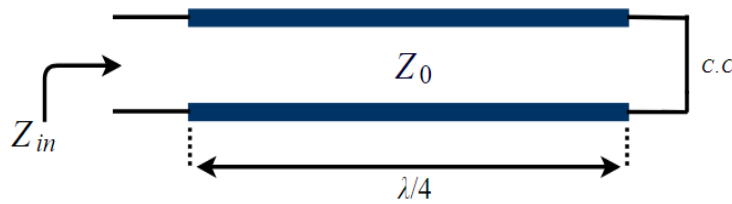


Figura 2.18: Linha de transmissão sem perdas terminada em C.C

No caso de existir um curto circuito (C.C) no final da linha, a expressão de impedância de entrada pode ser resumida como:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (2.6)$$

O gráfico da figura 2.19 mostra a variação da impedância de entrada da linha de acordo com a variação do comprimento da linha.

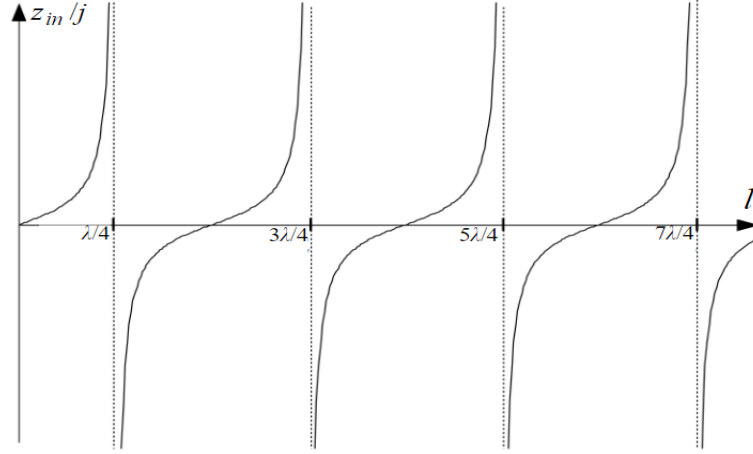


Figura 2.19: Variação da impedância de entrada da linha terminada em curto em função do comprimento da linha

Pela análise do gráfico, verifica-se que a impedância da linha é infinita (circuito aberto), se o comprimento da linha é $\lambda/4$. Se comprimento da linha $l < \lambda/4$ a reactância de entrada será indutiva e para $l > \lambda/4$ a reactância é capacitiva. Partindo do estudo da linha de transmissão sem perdas, aplica-se o mesmo raciocínio a uma linha coaxial.

Considerando uma linha coaxial cilíndrica cujo diâmetro do condutor interno é d_{res} e o diâmetro do condutor externo é D , com dielétrico ar, a impedância característica é dado pela expressão [14]:

$$z_0 = \frac{60}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{D}{d_{res}}\right) \quad (2.7)$$

Teoricamente um ressoador coaxial pode ser representado pela figura 2.20, com comprimento do condutor interno de $\lambda/4$ e terminado em curto-circuito em um dos lados. A extremidade oposta do ressoador ao curto-circuito provoca uma elevada emissão de radiação, uma vez que se encontra em circuito-aberto. Para evitar perdas de radiação, fecha-se a extremidade em aberto, a uma certa distância do condutor interno. Ao ser introduzida esta tampa implica o aparecimento de uma capacidade entre a extremidade do ressoador em circuito aberto e a tampa, tal como mostra a figura 2.21a.

O factor qualidade total ($Q_u(Unloded - Q)$) é um parâmetro sem unidades que fornece indicações sobre rácio entre energia armazenada e a energia dissipada por ciclo, na cavidade ressoante. As perdas numa cavidade ressoante podem ser de 4 tipos diferentes: por dielétrico (Q_d), por condutividade (Q_c), por radiação (Q_r) e por elementos externos (Q_{ext}). No caso de uma cavidade ressoante, as perdas por radiação são desprezáveis porque a cavidade é fechada [14]. O factor qualidade total de uma cavidade coaxial é calculado pela expressão seguinte.

$$Q_u = \left(\frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1} \quad (2.8)$$

O factor Q_d calcula-se a partir da seguinte expressão: $Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)}$. Este factor encontra-se apenas relacionado com as perdas do material dielétrico que preenche a cavidade e pode ser desprezado para filtros com dielétrico ar.

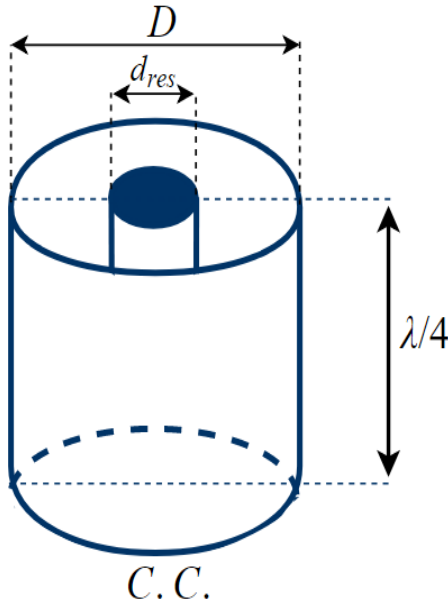
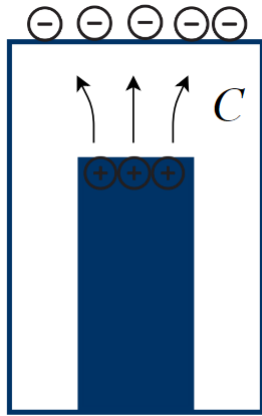
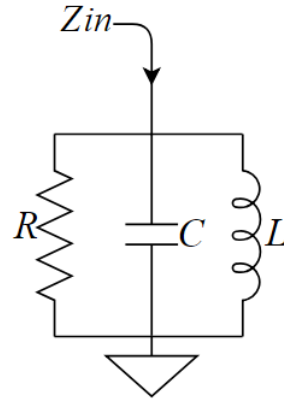


Figura 2.20: Ressorador coaxial



(a) Capacidade C na extremidade do ressoador coaxial



(b) Circuito RLC paralelo equivalente

Figura 2.21: Circuito equivalente ao ressoador coaxial de $\lambda/4$

O factor Q_c pode ser aproximado pela seguinte expressão: $Q_c = \frac{\pi}{\lambda \cdot \alpha_c}$, onde α_c é a constante de atenuação causada pelo condutor metálico nas paredes da cavidade. Assumindo uma linha coaxial circular com condutor interno d_{res} e condutor externo D , a constante de atenuação dada por:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{2 \cdot \eta \cdot \ln(D/d_{res})} \left(\frac{1}{d_{res}} + \frac{1}{D} \right)$$

Está portanto, dependente da geometria da linha coaxial, impedância no espaço livre ($\eta = 377\Omega$) e da resistência de superfície do metal utilizado (R_s). Na última secção deste capítulo são apresentadas algumas sugestões e materiais que se deve ter em consideração na construção destes filtros.

Na realidade as perdas dentro da cavidade aumentam devido ao acoplamento externo. De forma a introduzir o campo electromagnético na cavidade é utilizado uma ponta de prova. O campo magnético da ponta de prova induz o campo magnético do ressonador interior. A introdução da ponta de prova provoca aumento das perdas, passa-se a definir o factor qualidade como $Q_L(Loaded - Q)$.

$$Q_L = \left(\frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{ext}} \right)^{-1} \Leftrightarrow Q_L = \left(\frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{ext}} \right)^{-1} \quad (2.9)$$

Pegando na expressão anterior e resolvendo em ordem a Q_u , obtemos

$$Q_u = \frac{Q_L}{1 - Q_L/Q_{ext}}$$

O factor qualidade Q_L é calculado experimentalmente de acordo com a forma do pico de ressonância $Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}}$.

O valor de acoplamento do primeiro/último ressonador ao conector de entrada/saída chama-se acoplamento externo, em algumas literaturas [12] e [9] é representado em termos de Q (sem unidades) e têm o nome de factor de qualidade externo (Q_{ext}). No capítulo 4 apresenta-se a equação matemática para determinar este factor e é estudado a variação do centro da ponta de prova ao longo do ressonador. O acoplamento externo entre o conector e o condutor interno da cavidade coaxial pode ser feito de diversas formas. A figura 2.22 mostra três formas de acoplamento externo mais utilizado em filtros coaxiais. A alteração do centro da ponta de prova causa uma variação da resposta do filtro. No entanto é possível ajustar a impedância para obter a resposta desejada, isto é, determinar o valor adequado do acoplamento externo.

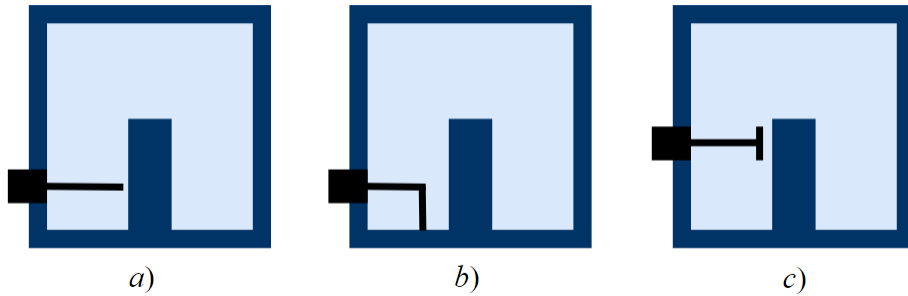


Figura 2.22: Formas de acoplamento externo: a) *Tapped resonator* b) *inductive loop* c) *capacitive loop*

O esquema da figura 2.23 mostra um filtro de ordem 2 com 2 ressoadores de comprimento $\lambda/4$, três parafusos de sintonização no topo da cavidade separado por parede metálica [19]. Estes filtros propagam o modo TEM, as cavidades coaxiais ressonantes têm factor qualidade muito elevado, chegando em alguns casos até 5000. Dado que o campo magnético é mais elevado na base da cavidade é introduzida uma parede metálica a separar os dois ressoadores. Existem designs alternativos destes filtros que permitem a existência de acoplamento cruzado entre cavidades não adjacentes, obtendo-se filtros com resposta elípticas. Ainda em [19] é apresentado (*triplete*) uma estrutura mais sofisticada com acoplamento cruzado entre ressoadores (*cross-coupling*) capaz de produzir um zero de transmissão à frequência desejada.

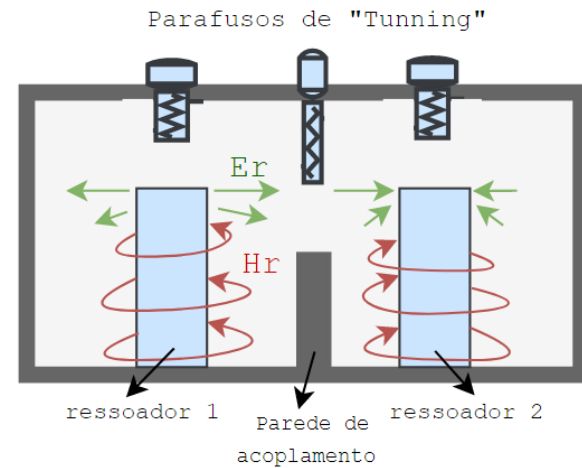


Figura 2.23: Filtro passa-banda coaxial TEM

Estas cavidades ressoantes têm a capacidade de armazenar energia electromagnética, o que, do ponto de vista teórico, vão comportar-se como circuito LC. Onde as indutâncias (L) são responsáveis por armazenar energia magnética e as capacidades (C) vão ser responsáveis por armazenar energia eléctrica [9]. As cavidades metálicas ressoantes podem ser analisadas de acordo com dois parâmetros fundamentais: factor qualidade e frequência de ressonância[9]. A frequência de ressonância depende das dimensões físicas da cavidade, quanto menor o tamanho da cavidade, maior a frequência de ressonância, e ainda da variação das capacidades ou indutância.

As expressões matemáticas utilizadas para cálculo da frequência de ressonância de uma cavidade derivam das equações do guia de onda. Como por exemplo, os filtros *dual-mode* são dotados de inserções de metal ou dieléctrico, que torna as equações matemáticas para cálculo da frequência ressoante apresentado em [14] e [9] não aplicáveis. Na secção 6.7 do livro de Pozar [14] é apresentado "*perturbation method*". Este método permite determinar a frequência de corte de uma cavidade tendo em considerações inserções de metal ou dieléctrico. O método analítico descrito por David Pozard envolve cálculos matemáticos de elevada complexidade, actualmente os simuladores EM, como High Frequency Structure Simulator (HFSS) ou CST utilizam este método, tornando possível determinar a frequência de ressonância de qualquer cavidade.

2.6 Fabrico de filtros cavidade

Os materiais utilizados na construção de um filtro cavidade não constam nas especificações. Todavia, a pessoa responsável por construir este tipo de filtros deve ser capaz de seleccionar o material mais apropriado de acordo com a aplicação final do filtro. Como já foi referido, neste capítulo o factor qualidade (*Unloaded-Q*) vai depender das dimensões da cavidade e da condutividade do material utilizado nas paredes. A altas frequências grande parte da corrente eléctrica circula nas paredes internas da cavidade metálica. Este fenómeno tem o nome de efeito pelicular (*skin effect*). Consequentemente, ao diminuir a área de condução provoca aumento da resistência aparente. A profundidade da penetração da corrente no material é dado por (δ). Este factor calcula-se a partir de 2.10.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.10)$$

Onde ω corresponde à frequência angular (*rad/s*), μ corresponde à permeabilidade magnética do material e σ corresponde à condutividade do material (*S/m*).

No caso particular de filtros utilizados em emissores de estações base, satélites ou radares deve ser considerado altas potências de transmissão. A dissipação de energia causada pela resistividade eléctrica das paredes metálicas implica aumento de temperatura o que vai afectar a performance do filtro. A análise do filtro em relação à potência de *Breakdown* não é abordada neste trabalho.

De acordo com o artigo [20], são apresentadas algumas técnicas que devem ser consideradas de modo a aumentar a performance destes filtros do ponto de vista mecânico:

- Procurar implementar cantos da cavidade com formato curvo, evitando cantos rectos (90°);
- Reduzir a concentração do campo eléctrico em zonas críticas, utilizando aberturas (íris) com maior espaçamento;

Os metais condutores mais comuns no fabrico de filtros cavidade são: alumínio, cobre, latão e prata. No entanto desenvolver um filtro utilizando apenas cobre seria bastante dispendioso dada a espessura das paredes metálicas. De modo a solucionar este problema apresenta-se na literatura [21], uma técnica denominada "*banho de prata*", onde o interior das cavidades é sujeita a uma banho superficial de um metal de maior condutividade. Isto é, devido ao efeito pelicular, pode-se utilizar material mais barato, como por exemplo latão, no fabrico do filtro e no final aplica-se um camada metálica de prata que cubra toda a superfície interior do filtro.

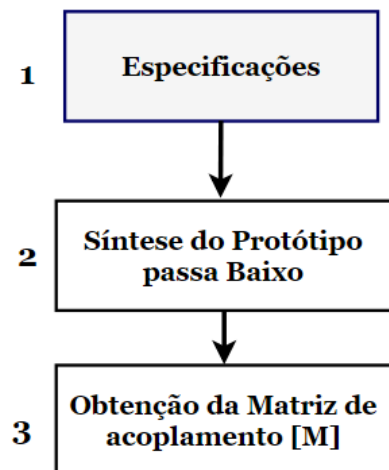
Especificações e Síntese do Filtro Passa-Banda

3.1 Introdução

Existem algumas etapas num processo de síntese de filtros que são essenciais, independentemente da aplicação final do filtro ou da resposta do filtro em frequência. Tendo em conta o diagrama de blocos com o processo de síntese apresentado no capítulo 1 (figura 1.2), este capítulo foca-se nas primeiras 3 etapas, tal como mostra a figura 3.1. Primeiro são dadas um conjunto de especificações (**etapa 1**) que se pretende atingir com a realização do filtro. A performance de um filtro é caracterizada por diversos parâmetros, por norma estes requisitos vêm em frequência, nomeadamente frequência central (f_0), largura de banda (BW), frequência de corte superior (f_U) e inferior (f_L), *insertion loss* máximo na banda de passagem e desvio de frequência entre a banda passante e a banda de corte. As especificações pretendidas para realizar um filtro passa-banda, capaz de filtrar potência de um canal LTE com largura de banda de 20 MHz, frequência central 2660MHz, (0.75% de largura de banda fracional) encontram-se na tabela 3.1.

O passo seguinte consiste em fazer a síntese do protótipo passa-baixo (**etapa 2**). Esta etapa consiste na obtenção de uma aproximação matemática, conhecida por função transferência, que represente as especificações pretendidas e que possa ser realizável. A localização dos pólos e zeros da função transferência depende da aproximação seleccionada. No capítulo 2, estudaram-se as aproximações de Butterworth, Chebyshev e elíptica. Observou-se que cada

Figura 3.1: Etapas iniciais na síntese de um filtro



aproximação tem características diferentes e portanto, deve ser seleccionada aquela, cujas características estejam próximas das especificações, como sejam o *ripple* banda de passagem, o *insertion loss* na banda de rejeição, o desvio entre a banda de passagem e a banda de corte e a variação de fase na banda passante. Tradicionalmente a realização do polinómio é feita com L's e C's, deste modo a literatura [4] fornece um conjunto de secções de filtros LC cuja resposta global da rede, tem a mesma resposta da função transferência obtidas para o protótipo passa-baixo, sem ser necessário muito detalhe sobre a localização dos pólos e zeros da função transferência. Para a realização deste trabalho foi seleccionada a aproximação de Chebyshev pela vantagem de permitir obter respostas com um bom compromisso entre o baixo *ripple* na banda de passagem e uma transição abrupta para a banda de atenuação. Esta é a aproximação mais adequada para desenvolver filtros com características exigentes.

Após síntese de um protótipo passa-baixo normalizado que satisfaça as especificações, os procedimentos seguintes podem variar de acordo com a aplicação final do filtro, é portanto possível distinguir três variantes:

- Cálculo tradicional dos valores de L e C para os diferentes tipos de filtro (passa-baixo, passa-alto, passa-banda e rejeita-banda);
- Obtenção da matriz de acoplamento de filtro passa-banda ou rejeita banda;
- Síntese dos elementos distribuídos por base nas Transformações de Richard;

Uma vez que se pretende desenvolver um filtro de cavidades é conveniente optar pela obtenção da matriz de acoplamento (**etapa 3**). Entre outras razões apresentadas na secção 2.4, fazer a síntese de um filtro passa-banda a partir da matriz de acoplamento permite fazer uma associação rigorosa entre os valores da matriz e os elementos do filtro construído fisicamente. Com vista à obtenção da matriz de acoplamento, converte-se o protótipo passa-baixo normalizado num protótipo passa-baixo equivalente que incorpora inversores de impedância (transformadores $\lambda/4$) e elementos FIR. A obtenção deste protótipo passa-baixo equivalente encontra-se detalhado na secção 2.3. A partir deste último protótipo passa-baixo equivalente é possível obter um protótipo passa-banda descrito sob a forma de matriz de acoplamento. Por último, de maneira a observar a resposta em frequência, efectua-se a transformação para a frequência e impedâncias de interesse.

Este trabalho vai incidir no método de matrizes de acoplamento com o objectivo de fazer a síntese de um filtro passa-banda simétrico. Em primeiro lugar determina-se a ordem do filtro de acordo com as especificações, seguindo-se a obtenção da matriz de acoplamento para o caso particular de um filtro passa-banda de ordem 4. Opta-se por reduzir a ordem do filtro para 4. Isto implica que a atenuação para um desvio de 5 MHz da banda passante, reduza de -80 dB para -15 dB.

Tabela 3.1: Especificações para filtro passa-banda de LTE

Características Eléctricas	Limites
frequência central(f_0)	2660MHz
frequência inferior de passagem	2650 MHz
frequência superior de passagem	2670 MHz
frequência de rejeição superior(f_U)	2675 MHz
frequência de rejeição inferior (f_L)	2645 MHz
<i>insertion loss</i> máximo na banda de passagem (IL)	-1dB
<i>return loss</i> mínimo na banda de passagem (RL)	-15 dB

3.2 Síntese do protótipo filtro passa-baixo

Na grande maioria dos casos é utilizada a *Chebyshev-equiripple function*, esta aproximação, permite um balanço razoável entre atenuação perto na banda de passagem e baixo *ripple* na banda passante. Todavia, existem variantes desta aproximação mais avançadas que permitem desenhar filtros com resposta assimétricas e prescrever os zeros de transmissão. Esta secção foca-se apenas na aproximação geral de Chebyshev.

Os polinómios da função transferência que descrevem a resposta em magnitude do filtro passa-baixo, podem ser representados sob a forma de uma rede de n elementos concentrados, cujas expressões matemáticas permitem determinar os valores dos elementos L e C. A figura 3.2 mostra duas formas possíveis de representar um filtro passa-baixo normalizado. O protótipo passa-baixo tem impedância de fonte e de carga de 1Ω e frequência de corte de $1(rad/s)$.

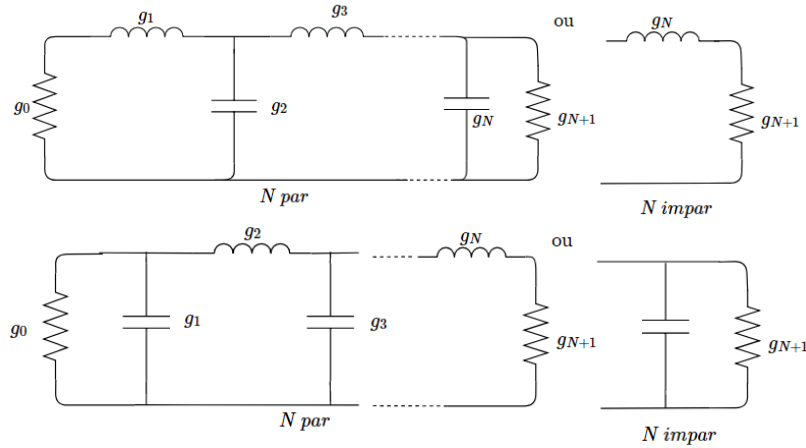


Figura 3.2: a) Protótipo passa-baixo normalizado
b) Dual do protótipo passa baixo-normalizado

Os elementos g_0 e g_{n+1} equivalem a valores de resistência da fonte e da carga respectivamente. De seguida são apresentadas as fórmulas de cálculo segundo aproximação Chebyshev para determinar os valores de g [4]. Os valores de g correspondem a indutâncias em Henry e capacidades em Faraday. L_{Ar} está associado ao *ripple* na banda de passagem, L_{As} está associado à atenuação na banda de rejeição e Ω representa variável de frequência normalizada.

$$g_0 = 1.0 \quad (3.1)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (3.2)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad \text{para } i = 2, 3, \dots, n \quad (3.3)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & n \text{ impar} \\ \coth^2(\beta/4) & n \text{ par} \end{cases} \quad (3.4)$$

com

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad (3.5)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (3.6)$$

A ordem de um filtro Chebyshev obtêm-se pela seguinte equação

$$n \geq \frac{\operatorname{arcosh} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{\Omega_s}{\Omega_c}\right)} \quad (3.7)$$

Implementou-se em Matlab® o algoritmo descrito, para determinar os elementos do protótipo passa-baixo g_n . A tabela 3.2 mostra os parâmetros para protótipo passa-baixo até ordem 4, com *ripple* de 0.1 na banda de passagem.

Tabela 3.2: Parâmetros protótipo passa-baixo Chebyshev até ordem 4 para $\epsilon = 0.1$

n	g1	g2	g3	g4	g5
1	0.3053	1.0000	-	-	-
2	0.8431	0.6220	1.3554	-	-
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0000	-
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554

Partindo das especificações da tabela 3.1, calculou-se a ordem do filtro. De acordo com a equação 3.7 para determinar a ordem do filtro considera-se: Atenuação $L_{As} \geq 80dB$ a $\Omega_s = 1.006$, e o *ripple* na banda de passagem $L_{Ar} = 0.1dB$, obtêm-se $n \geq 20.223$. A ordem do filtro Chebyshev é 21. A ordem do filtro associado ao factor qualidade finito são relacionadas a partir da expressão de Cohn em [22]. A expressão seguinte permite prever as perdas na banda de passagem em dB num filtro passa-banda.

$$\Delta L_{AO} = 4.343 \times \sum_{i=1}^n \frac{\omega_0}{Q_{ui} \cdot LB} g_i \quad dB \quad (3.8)$$

ΔL_{AO} representa as perdas por inserção em dB, ω_0 a frequência central em radianos, g_i os valores do protótipo passa-baixo segundo Chebyshev e Q_{ui} o valor do factor qualidade de cada cavidade ressoante. As perdas por inserção na banda passante vão ser directamente proporcionais à ordem do filtro e inversamente proporcionais ao factor qualidade e largura de banda. Isto é, reduzir a largura de banda e aumentar a ordem do filtro implica maiores perdas por inserção. Efectuando os cálculos para o filtro que se pretende sintetizar neste trabalho, o filtro protótipo passa-baixo de Chebyshev de ordem 4, cujos valores dos elementos $g_0 = R_s = 1$, $g_1 = L_1 = 1.1088$, $g_2 = C_2 = 1.3062$, $g_3 = L_3 = 1.7704$, $g_4 = C_4 = 0.8181$ e $g_5 = R_L = 1.3554$. O filtro passa-banda, de ordem 4, largura de banda de 20 MHz e frequência central de 2660 MHz, substitui-se na equação anterior e obtém-se $L_{AO} = 1.44$ dB assumindo um factor de qualidade $Q_u = 2000$. O mesmo exercício aplicado a um filtro de ordem $n = 21$ com factor de qualidade $Q_u = 2000$ obtém-se, $L_{AO} = 11.32$ dB de perdas na banda passante. Alterou-se a ordem do filtro para 4, com objectivo de atingir pelo menos -15 dB de atenuação para desvio de 5 MHz entre a banda passante e banda de atenuação.

3.2.1 Síntese da matriz de acoplamento do protótipo passa-baixo

O circuito protótipo passa-baixo da figura 2.9 tem condensadores (C_i) em paralelo com elementos FIR (jB_i), interligados a outros ressoadores por acoplamento directo ou por acoplamento cruzado e terminado com a impedância da carga ($1/G_L$) e impedância da fonte ($1/G_S$). A matriz de acoplamento do filtro protótipo passa-banda, obtém-se directamente a partir dos elementos normalizados do circuito protótipo passa-baixo equivalente com os elementos FIR. No entanto é necessário realizar a normalização dos valores dos condensadores e consequentemente os elementos de acoplamento entre nós de forma a corresponder ao circuito inicial da figura 2.6.

O processo de normalização do condensador C_i no nó $M_{i,i}$ para uma unidade, corresponde a multiplicar a linha e coluna por $\frac{1}{\sqrt{C_i}}$ na tabela 2.1 [9].

$$C'_i \rightarrow \frac{sC_i + jB_i}{\sqrt{C_i \cdot C_i}} \quad (3.9)$$

A normalização dos valores de acoplamento fora da matriz diagonal é feita por:

$$M'_{i,j} \rightarrow \frac{M_{ij}}{\sqrt{C_i \cdot C_j}} \quad (3.10)$$

A entrada e saída do circuito é normalizado pela seguinte expressão:

$$M'_{S,S} \rightarrow \frac{G_s + jB_s}{\sqrt{G_S \cdot G_S}} \quad (3.11)$$

Por último o acoplamento directo entre o primeiro nó e a carga de entrada e saída é normalizado pela expressão seguinte:

$$M'_{S,1} \rightarrow \frac{M_{S1}}{\sqrt{G_S \cdot C_1}} \quad (3.12)$$

Pretende-se aplicar o método de síntese de uma matriz de acoplamento N+2 para o caso particular de um filtro Chebyshev de ordem 4 com resposta simétrica. Utilizam -se os elementos do protótipo passa-baixo inicial obtidos a partir da tabela 3.2 para chegar ao protótipo passa-banda em forma de matriz de acoplamento. Primeiro calcula-se o acoplamento normalizado ($M'_{i,j}$), segundo as equações 3.10 e 3.12. Pela equação 3.9 os elemento da diagonal dos condensadores vão ter valor unitário($C'_i = 1$), significa que a matriz diagonal está de acordo com a matriz sI . Os elementos FIR(jB_i) vão ter valor nulo uma vez que se trata de um filtro com resposta simétrica. Apresentam-se os cálculos efectuados para determinar os valores de acoplamento normalizado.

$$\begin{aligned}
C1 = g_1 = 1.1088 \quad B_1 = 0 \quad M_{S1} = 1 \\
C2 = g_2 = 1.3062 \quad B_2 = 0 \quad M_{12} = 1 \quad G_S = g_0 = 1.0000 \\
C3 = g_3 = 1.7704 \quad B_3 = 0 \quad M_{23} = 1 \quad G_L = g_5 = 1.3554 \\
C4 = g_4 = 0.8181 \quad B_4 = 0 \quad M_{34} = 1 \\
B_S = 0 \quad M_{4L} = 1 \\
B_L = 0
\end{aligned}$$

$$M'_{S1} = \frac{M_{S1}}{\sqrt{G_S C_1}} = 0.9496 \quad C1' = 1 \quad (3.13)$$

$$M'_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{C_1 C_2}} = 0.8309 \quad C2' = 1 \quad (3.14)$$

$$M'_{23} = \frac{M_{23}}{\sqrt{C_2 C_3}} = 0.6576 \quad C3' = 1 \quad (3.15)$$

$$M'_{34} = \frac{M_{34}}{\sqrt{C_3 C_4}} = 0.8309 \quad C4' = 1 \quad (3.16)$$

$$M'_{4L} = \frac{M_{4L}}{\sqrt{C_4 G_L}} = 0.9496$$

A figura 3.3 mostra a matriz de acoplamento $[M]$ de um filtro Chebyshev passa-baixo, de ordem 4, com 0.1 *de ripple* na banda de passagem e $-15dB$ de *return loss*. A diagonal principal toma o valor zero uma vez que não existe desvio da frequência de ressonância, isto é, o factor de perdas (δ) toma valor zero, pelo facto deste modelo estar livre de perdas ($Q_u = \infty$). Os restantes valores da matriz tomam o valor de zero por não existir acoplamento cruzado.

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.9496 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9496 & 0 & 0.8309 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8309 & 0 & 0.6576 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6576 & 0 & 0.8309 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8309 & 0 & 0.9496 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9496 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 3.3: Matriz de acoplamento N+2 de filtro Chebyshev ordem 4

3.3 Transformação em frequência

Os parâmetros S são uma ferramenta importante para caracterizar os circuitos a altas frequências. É possível relacionar a matriz de acoplamento sintetizada na secção anterior com os parâmetros S por forma a obter os coeficientes de transmissão S_{21} e os coeficientes de reflexão S_{11} do filtro. As equações seguintes permitem relacionar os coeficiente de transmissão e o coeficiente de reflexão a partir da matriz de admitâncias $[Y'] = 1/[Z']$, considera-se impedância característica da fonte e carga R_S e R_L com o valor de 50Ω .

$$S_{21} = 2\sqrt{R_S R_L} \cdot [y']_{N1} \quad (3.18)$$

$$S_{11} = 1 - 2R_S \cdot [y']_{11} \quad (3.19)$$

Após ser determinada a matriz de acoplamento para o protótipo passa-baixo normalizado aplica-se a transformação em frequência de modo a passar para a frequência e banda de interesse. Tal como mencionado neste capítulo, a matriz de acoplamento M é invariante na frequência, portanto na transformação de protótipo passa-baixo para um filtro passa-banda, recorre-se à variável "s" que passa a ser $s = j \frac{w_0}{w_2 - w_1} \left[\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right]$ onde $w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$ é a frequência central e $w_2 - w_1$ representa a largura de banda. A teoria apresentada no capítulo 2 foi utilizada para desenvolver um *script* em código Matlab® capaz de mostrar a resposta do filtro. Na figura 3.4 observa-se a resposta de um filtro de ordem 4, simétrico, a partir da matriz [M] sintetizada na secção anterior.

Verifica-se portanto que a resposta do filtro passivo de Chebyshev ordem 4 vai de encontro às especificação pretendidas. Nota-se que a frequência central encontra-se a 2660 MHz, a largura de banda a -3dB é de aproximadamente 20 MHz, o *ripple* na banda de passagem é de 0.1 dB. No entanto, 5 MHz acima da banda superior de passagem existe uma atenuação de -11.65 dB, -3.35 dB abaixo dos -15 dB desejados. O *insertion loss* é zero e o *return loss* é infinito pelo facto de não existirem perdas ($Q_u = \infty$).

Em suma, relativamente à síntese da matriz de acoplamento, verifica-se ser um método que permite de forma simples reduzir uma rede de N ressoadores acoplados numa matriz. A síntese de um filtro sob forma de matriz, torna mais fácil identificar cada elemento do filtro construído na prática, como por exemplo, verificar as alterações na resposta do filtro mediante a variação do acoplamento entre cavidades ou variação do factor qualidade. Como se vai verificar no capítulo seguinte a relação directa entre a matriz de acoplamento e a resposta do filtro em termos dos parâmetros S, permite ir modificando a matriz e reavaliar os parâmetros S até atingir a resposta desejada.

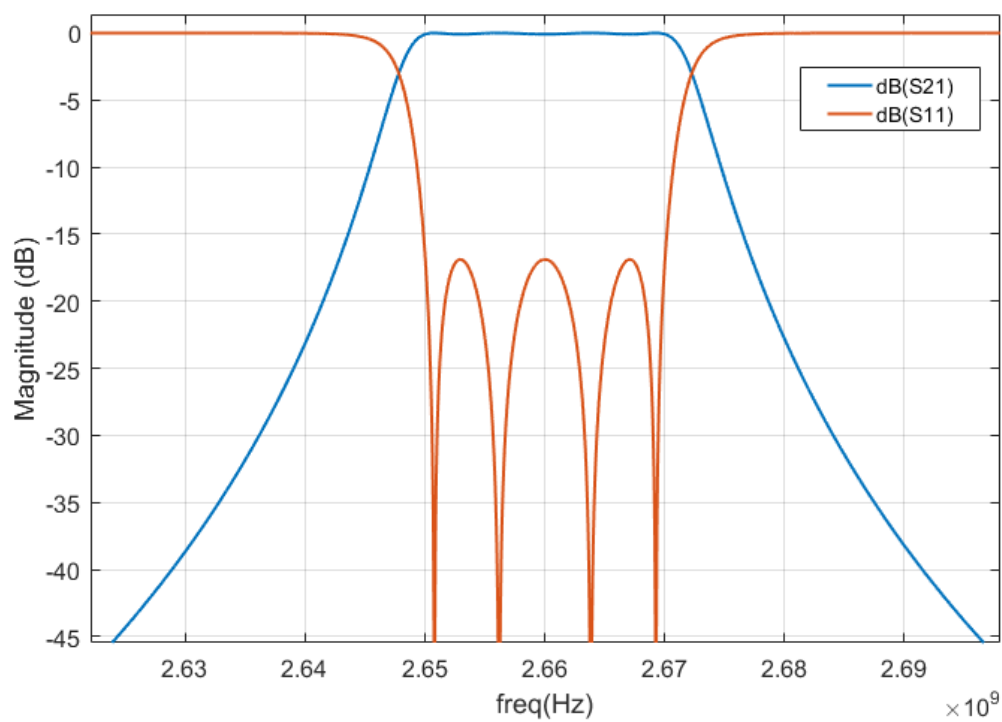


Figura 3.4: Resposta em frequência do filtro Chebyshev de ordem 4, $ripple = 0.1 \text{ dB}$, $RL_{min} = -16 \text{ dB}$ e $Q_u = \infty$

Simulação EM e Implementação

4.1 Introdução

Após a etapa de síntese da matriz de acoplamento de um filtro passa-banda normalizado é necessário traduzir os valores de acoplamento da matriz em dimensões físicas. Normalmente estes filtros têm um comportamento semelhante a um guia de onda, devido às condições fronteira impostas pelas paredes metálicas. Neste capítulo aborda-se uma técnica inicial rápida, capaz de determinar directamente as dimensões físicas do filtro micro-ondas a partir dos elementos da matriz de acoplamento. Esta técnica envolve a combinação dos valores de acoplamento da matriz com a simulação EM, com o propósito de achar as dimensões do filtro. Com base nesta técnica, realiza-se um filtro passa-banda coaxial com quatro pólos. Recorre-se primeiramente ao conceito de acoplamento entre cavidades para compreender a transferência de energia ao longo das cavidades. Nesta fase inicial, pretende-se obter uma solução provisória para as dimensões de cada cavidade ressoante, as dimensões da íris e da posição da ponta de prova. Recorre-se portanto, a um conjunto de interpolações que relacionem as dimensões, em (*mm*) do filtro, com o acoplamento normalizado da matriz da matriz [M].

Com base nas etapas de síntese do filtro, apresentadas na figura 1.2 do primeiro capítulo, abordam-se neste capítulo as etapas finais: obtenção das dimensões físicas do filtro, simulação EM, optimização, construção e sintonização. Entre cavidades ressoantes existe acoplamento do tipo indutivo e capacitivo, no entanto o acoplamento indutivo prevalece. Tal como mencionado na secção 2.5 o campo magnético é mais intenso na parte inferior da cavidade enquanto que o campo eléctrico é mais intenso no topo da cavidade. Em alguns exemplos de filtros observa-se a existência de parafusos de acoplamento, no topo da cavidade para diminuir o acoplamento capacitivo o que causa um aumento do acoplamento entre cavidades e portanto é possível aumentar/diminuir a largura de banda do filtro [8]. A abertura rectangular entre cavidades adjacentes tem o nome de **íris**. A simulação EM, é actualmente uma ferramenta fundamental no projecto de filtros micro-ondas. Esta ferramenta de simulação fornece resultados muito precisos, maximizando a inovação e o investimento em novas configurações de filtros, além

disso é uma abordagem rápida e económica, uma vez que não é necessário construir e testar o protótipo do filtro. Neste trabalho recorre-se ao simulador EM para determinar as dimensões óptimas de um filtro de cavidade coaxial, nomeadamente o CST, pelo facto de fornecer informação nos seguintes tópicos:

- O acoplamento entre ressoadores;
- Frequência de ressonância natural;
- Factor de Qualidade (Q_u);
- Perdas por dieléctrico;
- Resposta em termos dos parâmetros-S;
- Distribuição do Campo Electromagnético e correntes na superfície das paredes metálicas;
- Perdas por condutividade associado ao material das paredes metálicas;

A simulação EM envolve o cálculo do campo electromagnético dentro da estrutura do filtro, através da resolução das equações de Maxwell para as condições fronteiras do filtro. A análise de uma estrutura ressoante faz-se por dois métodos distintos. A primeira, *Eigenmode analysis*, não requer excitação por parte de fonte externa, pois permite analisar a estrutura em relação à destituição campo EM, modos de ressonância naturais e factor qualidade. O outro método recorre à análise dos parâmetros-S, neste caso a energia fornecida à estrutura é proveniente de uma fonte externa. Ambos os métodos permitem calcular frequência de ressonância fundamental e de modos superiores.

Existe uma grande diversidade de tecnologias de filtros de cavidade, algumas delas apresentadas no estado de arte, que diferem em termos de factor de qualidade, custo da estrutura, gama de frequências de funcionamento e facilidade de sintonia, entre outras. Neste trabalho optou-se por construir o filtro com base em cavidades coaxiais, pelo compromisso entre elevado factor qualidade e o baixo custo de fabrico. No cálculo das dimensões de um filtro de cavidade deve-se considerar três tipos de acoplamento: acoplamento externo devido às pontas de prova, acoplamento directo entre cavidades e auto-acoplamento (relacionado com a frequência ressonância). Optou-se por estudar cada tipo de acoplamento do filtro em separado, para compreender melhor a influência de cada um, até chegar à estrutura final.

4.2 Acoplamento

O conceito de acoplamento é particularmente importante em filtros de cavidades para explicar a transferência de energia entre cavidades. Por exemplo, duas bobines próximas uma da outra, sem estabelecerem contacto directo entre elas, ao existir passagem de corrente na primeira bobine é criado campo magnético que induz a segunda bobine criando uma tensão na mesma. Diz-se que existe acoplamento indutivo entre as duas bobines. Tal como no exemplo das bobines, a intensidade do acoplamento entre cavidades depende da distância entre ressoadores, dimensão a abertura que separa os ressoadores (íris) e da espessura da parede entre os dois ressoadores. O acoplamento entre ressoadores pode ser indutivo e/ou capacitivo. O factor de acoplamento entre dois circuitos de RF, independentemente da forma do ressonador utilizado, pode ser representado pela figura 4.1. Este factor dá informação sobre o rácio da energia transferida sobre a energia armazenada [4]. Este acoplamento pode ter diversas formas de acordo com a tecnologia onde vai ser implementado o filtro. No caso dos filtros coaxiais, guias de onda ou ressoadores dieléctrico são utilizadas aberturas (íris).

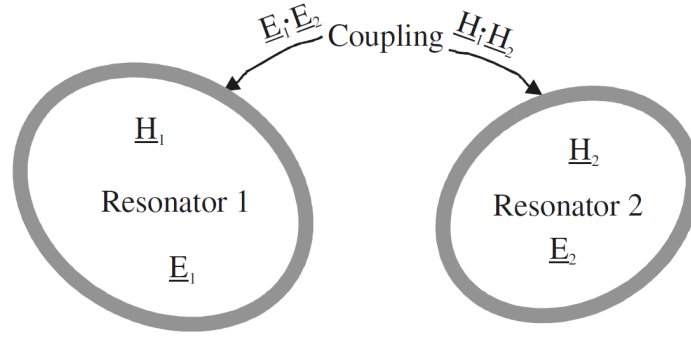


Figura 4.1: Acoplamento entre duas estruturas RF ressoantes, com possíveis formas diferentes e frequências diferentes

$$k = \frac{\iiint \epsilon \underline{\mathbf{E}}_1 \cdot \underline{\mathbf{E}}_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |\underline{\mathbf{E}}_1|^2 dv \times \iiint |\underline{\mathbf{E}}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{\mathbf{H}}_1 \cdot \underline{\mathbf{H}}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{\mathbf{H}}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\underline{\mathbf{H}}_2|^2 dv}} \quad (4.1)$$

$\underline{\mathbf{E}}$ representa o vector do campo Eléctrico e $\underline{\mathbf{H}}$ o vector do campo Magnético e K representa o coeficiente de acoplamento efectivo. Na equação 4.1, o valor do quociente mais à esquerda, representa o campo eléctrico enquanto que o quociente à direita representa o campo magnético. A intensidade com campo eléctrico e do campo magnético variam de acordo com o volume das cavidades. Para calcular o coeficiente de acoplamento entre cavidades, de acordo com a equação 4.1 implicaria conhecer o campo eléctrico e magnético de cada cavidade. O acoplamento entre estruturas ressoantes tem por base as operações ponto-a-ponto entre os vectores de campo das duas cavidades [4]. Analisar o factor de acoplamento entre duas cavidades requer o conhecimento da distribuição do campo electromagnético e do factor qualidade (associado ao volume e resistividade das paredes metálicas). O que seria uma tarefa complicada utilizando métodos analíticos.

4.3 Dimensões da cavidade ressoante

Selecionar um tipo de cavidade ressoante envolve um balanço entre vários pontos: custo de produção, factor qualidade, tamanho do filtro, *insertion-loss* e frequência de trabalho. As cavidades ressoantes são os blocos básicos de um filtro passa-banda, estes ressoadores 3D têm diversas configurações e tamanhos. No caso particular dos ressoadores coaxiais, como mencionado no capítulo 2, figura 2.23, consiste numa linha coaxial de comprimento $\lambda/4$ terminada em curto circuito.

Recorre-se à simulação EM de forma a determinar com precisão a frequência de ressonância da cavidade. O modo ***Eigenmode Analysis*** presente no CST, permite a analisar uma cavidade ressoante, de dimensões arbitrárias nos seguintes aspectos: frequência de ressonância e modos ressoantes superiores, factor qualidade e distribuição gráfica do campo electromagnético. Inicialmente, pretende-se encontrar as dimensões de uma cavidade ressoante com frequência central (f_0) de aproximadamente 2660MHz . De acordo com algumas indicações práticas mencionadas em [21], o ressoador interno da cavidade ressoante deve ter um comprimento ligeiramente inferior a $\lambda/4$, isto é, a frequência de ressonância natural tem de ser ligeiramente superior a f_0 . A compensação feita pelo parafuso, com efeito capacitivo, no topo da cavidade permite reduzir a frequência de ressonância e sintonizar a cavidade para frequência de interesse. Com recurso à simulação EM determinou-se experimentalmente o valor do ressoador ($l_{res} = 20\text{mm}$). Caso não exista parafuso de sintonização a frequência da cavidade ressoante aumenta para valor acima de f_0 .

Apesar de ser mais comum a geometria circular das cavidades coaxiais, pode ser aplicada a geometria quadrada desde que efectuadas a aproximação adequadas. A figura 4.2 mostra a configuração de uma cavidade ressoante e as suas dimensões respectivas. O material dieléctrico que preenche a cavidade é ar ($\epsilon_r = 1$) e as dimensões da cavidade cúbica $(40 \times 40 \times 40)\text{mm}$. Dentro das paredes metálicas representadas a amarelo, encontra-se ressoador cilíndrico com altura inferior a $\lambda/4 = 28\text{mm}$ e ainda um parafuso de *tuning*, no topo da cavidade.

Com base nas dimensões da cavidade da figura 4.2, variou-se o metal condutor utilizado nas paredes da cavidade. A tabela 4.1 apresenta resultados do CST, sobre a variação do factor qualidade para os principais materiais utilizados no fabrico dos filtros cavidade.

Tabela 4.1: Factor qualidade (Q_u) e frequência de ressonância em simulação EM

Material	Frequência de Ressonância do modo fundamental	Factor Qualidade (Q_u)
Latão(91%)	2689.2 MHz	4790.8
Latão(65%)	2689.2 MHz	3645.5
Ouro	2689.2 MHz	6181.1
Prata	2689.2 MHz	7265.1
Aluminio	2689.2 MHz	5460.8
Cobre	2689.2 MHz	7065.7

Observa-se na tabela 4.1 que o cobre é o metal que apresenta factor de qualidade mais

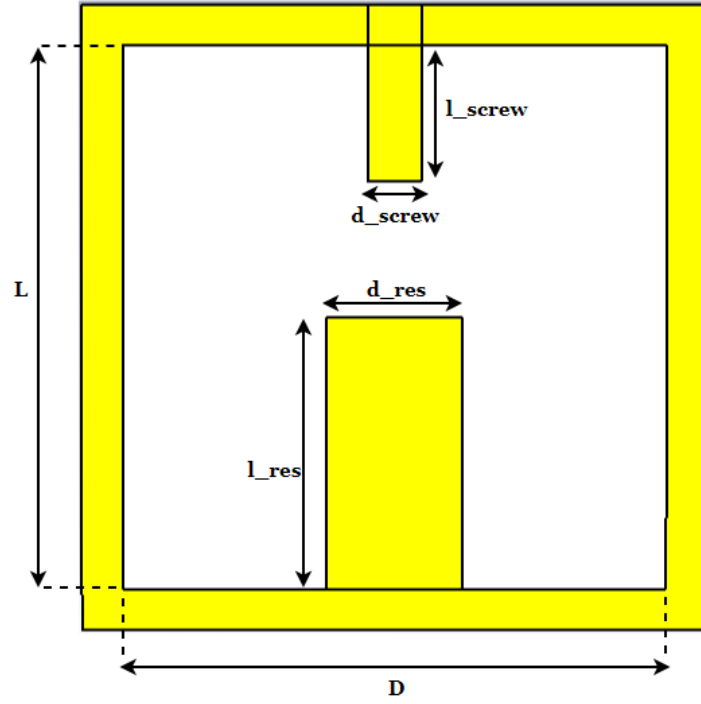


Figura 4.2: Dimensões da cavidade ressonante: $L = 40mm$, $D = 40mm$, $l_{res} = 20mm$, $d_{res} = 10mm$, $l_{screw} = 10mm$, $d_{screw} = 4mm$

elevado enquanto, que o Latão(65%) é o metal com menor factor qualidade. A variação da resistividade das paredes condutoras é um aspecto importante para seleccionar o material mais apropriado na construção do filtro.

A frequência efectiva de cada cavidade ressonante não vai apenas depender do material utilizado no fabrico. Depois de adicionadas as restantes cavidades a frequência central vai depender do acoplamento que existe entre as cavidades seguintes e do acoplamento causado pelos conectores. Deve-se portanto, considerar o factor de carga entre as várias cavidades ressonantes.

4.4 Acoplamento externo

Uma cavidade ressonante é caracterizada por um determinado factor qualidade, ao ser introduzido um conector para ligar o dispositivo ao mundo exterior, deve-se ter em conta o efeito de carga causado pela ponta de prova. O efeito de carga introduzido pelo conector vai provocar uma alteração da frequência de ressonância e uma redução do factor qualidade total. Desta forma passa-se a considerar factor qualidade *loaded* (Q_L). O factor qualidade externo à entrada e saída do filtro pode ser relacionado com a de largura de banda (BW) e frequência de ressonância, e calculado pela seguinte expressão [9]:

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{BW \times R} \quad (4.2)$$

Onde R corresponde impedância de entrada, ao seja, corresponde aos parâmetros M_{S1} e M_{4L} normalizado da matriz de acoplamento.

O acoplamento entre a conector e o ressoador cilíndrico pode ser do tipo indutivo ou capacitivo. O acoplamento entre o conector e o ressoador pode ser realizado na prática por três variantes: A figura 4.3 b) apresenta o tipo de acoplamento indutivo. Num filtro coaxial, o

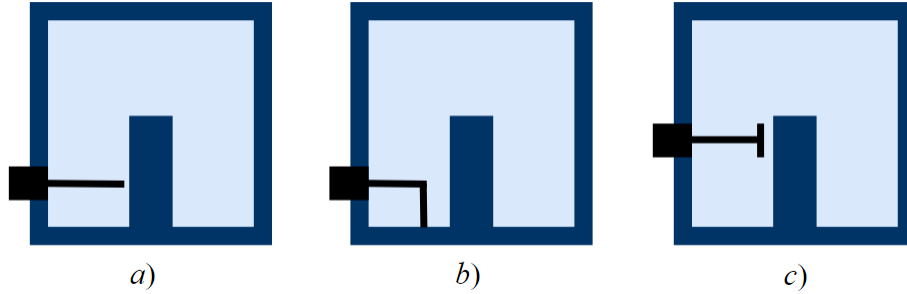


Figura 4.3: Tipos de acoplamento externo: a) *Tapped Resonator* b) *inductive loop* c) *Capacitive loop*

campo magnético é mais forte na parte inferior do ressoador, ao ser adicionado um fio eléctrico condutor paralelo ao ressoador vai ocorrer um fenómeno de indução magnética. A figura 4.3 a) e c) são duas formas de acoplamento capacitivo. Na figura 4.3 a) o interior do conector SMA é alongado até às proximidades do ressoador cilíndrico. Uma vez que o campo eléctrico é mais forte no topo do ressoador, colocar o centro do conector na extremidade superior aumenta o campo eléctrico. Fenómeno semelhante acontece na figura 4.3 c) onde na extremidade do interior do conector é adicionado um disco metálico.

Utiliza-se a expressão do factor qualidade externo para o caso do filtro passa-banda de ordem 4, cuja matriz de acoplamento foi calculada na capítulo anterior. O valor normalizado de R encontra-se na matriz de acoplamento ($M_{S1} = M_{4L} = 0.9496$). O valor do factor de qualidade externo ideal é $Q_{ext} = 140.05$. Do ponto de vista prático, para medir o acoplamento externo à entrada/saída do filtro parte-se das dimensões da cavidade, apresentadas na figura 4.2 e adiciona-se um conector SMA de impedância 50Ω , de acordo com a forma da figura 4.3 a). O factor qualidade externo varia de acordo com o altura do centro da ponta de prova (h) e a penetração da ponta de prova dentro da cavidade ressoante (tap). É possível variar estes dois factores até obter acoplamento factor qualidade externo calculado anteriormente. Por forma a determinar a altura da ponta de prova capaz de obter o valor calculado, optou-se por manter constante a penetração da ponta de prova dentro da cavidade ($tap = 14.87mm$), variando-se altura da ponta de prova (h). A figura 4.4 representa uma imagem da cavidade coaxial com ponta de prova de comprimento (tap).

Em ambiente de simulação, utilizou-se o modo *Eigenmode analysis* para variar a altura do centro da ponta de prova entre $[3mm$ e $7mm]$ obtendo-se o factor de qualidade externo correspondente. O gráfico da figura 4.5 mostra a variação da altura da ponta de prova em função do factor de qualidade externo.

A partir deste gráfico foi possível obter uma aproximação inicial sobre a altura da ponta de prova capaz de cumprir os requisitos. Interpreta-se a partir desta interpolação que a altura da ponta de prova que tem um qualidade externo de $Q_{ext} = 140.05$ é de aproximadamente 4.46 mm. Além disso o qualidade externo é mais elevado na base de cavidade (próximo do

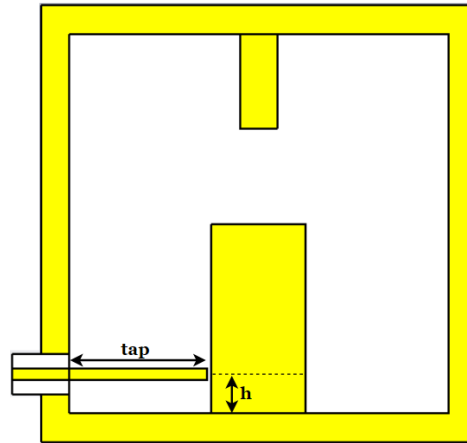


Figura 4.4: Altura da ponta de prova (h) e comprimento do conector SMA ($tap = 14.87mm$)

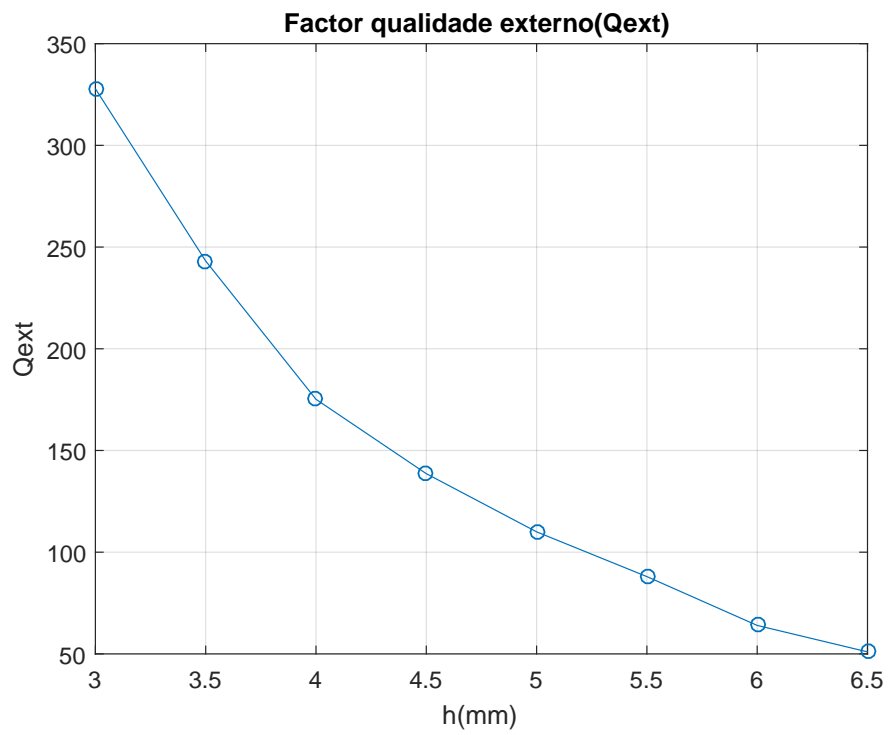


Figura 4.5: Variação da altura da ponta de prova (h) vs factor de qualidade externo (Q_{ext})

curto-circuito).

4.5 Acoplamento mútuo

O principal tipo de acoplamento, sem o qual seria impossível o correcto funcionamento do filtro de banda estreita, é o acoplamento directo entre cavidades. Cada cavidade do filtro está conectada por uma abertura maioritariamente indutiva. Utilizam-se portanto, 3 tipos de íris: rectangulares, elípticas e cilíndricas, para realizar as aberturas entre cavidades [11]. Nos dias de hoje, os simuladores electromagnéticos como HFSS, CST, ou ferramentas de desenho 3D como SolidWorks ou AutoCad é relativamente fácil encontrar-se as dimensões ideais para atingir a largura de banda desejada.

O acoplamento entre cavidades ressoantes depende da espessura da parede que separa as cavidades, da dimensão da íris e ainda da frequência de ressonância de cada cavidade. O circuito equivalente de duas cavidades separadas por acoplamento indutivo é mostrado na figura 4.6. Parte-se de um caso mais simples de acoplamento mútuo entre duas cavidades para obter um gráfico que relacione a dimensão da íris com o acoplamento mútuo.

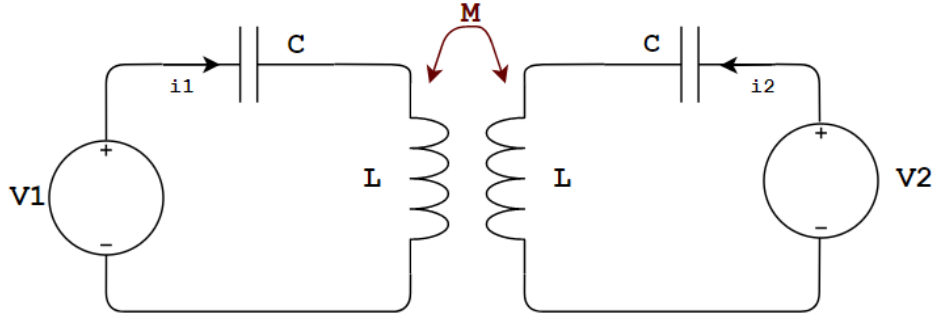


Figura 4.6: Acoplamento magnético

O coeficiente de acoplamento mútuo (M) entre duas cavidades ressoantes, calcula-se a partir das frequências de ressonância de cada um dos circuitos. Considera-se f_m a frequência de ressonância do circuito à esquerda com fonte tensão V_1 e f_e a frequência de ressonância do circuito à direita com fonte de tensão V_2 .

Em [23], apresenta-se a equação 4.3 que permite obter o coeficiente de acoplamento indutivo entre cavidades ressoante, em termos de frequência de ressonância.

$$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (4.3)$$

Normaliza-se o coeficiente de acoplamento indutivo K_M , de forma a estar nas mesmas unidades da matriz de acoplamento $[M]$. A normalização consiste em multiplicar pela frequência central do filtro (f_0) e dividir pela largura de banda do filtro (BW), tal como se apresenta na fórmula seguinte:

$$M = \frac{f_0}{BW} \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (4.4)$$

Para determinar as dimensões da íris recorre-se novamente à interpolação para relacionar o coeficiente de acoplamento com a abertura da íris em mm . A figura 4.7 mostra a configuração

de duas cavidades ressoantes, de dimensões iguais, acopladas por íris de dimensões ($W_1 \times t_1$). Com base no simulador CST, fixou-se a geometria das cavidades ressoantes e a distância entre cavidades (t_1), variando-se o comprimento de W_1 . Ao variar o comprimento da íris, observa-se uma alteração da frequência de ressonância de cada cavidade. Com base nas equações anteriores é possível obter o coeficiente de acoplamento.

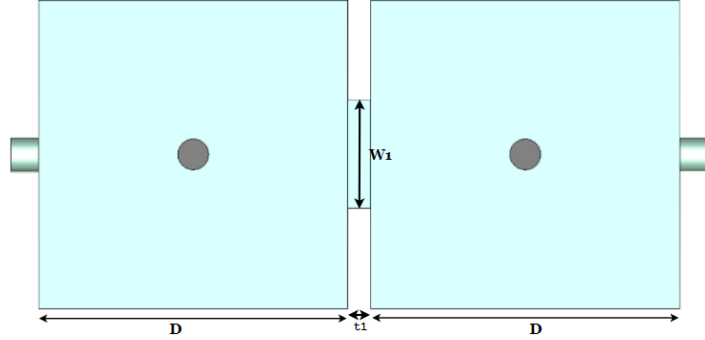


Figura 4.7: Acoplamento entre duas cavidades ressoantes a partir íris rectangular

A tabela 4.2 mostra a frequência de ressonância de cada cavidade, o factor de acoplamento e ainda o factor de acoplamento normalizado para um dado comprimento da íris em *mm*.

Tabela 4.2: Acoplamento (M) entre duas cavidades ressoantes

W1 (mm)	f_m (MHz)	f_e (MHz)	$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2}$	$M = \frac{f_0}{BW} K_M$
9	2669.6	2680.3	0.0040	0.5320
10	2667.2	2679.4	0.0045	0.6069
11	2664.0	2678.8	0.0055	0.7368
12	2660.8	2677.9	0.006369	0.8470
13	2657.3	2671.1	0.007523	0.9873
14	2655.2	2678.1	0.008587	1.1421
15	2650.2	2676.4	0.009837	1.3008

A partir dos dados da tabela 4.2, criou-se um gráfico da figura 4.8 que dá uma aproximação do comprimento da íris para um dado valor de acoplamento (K). Esta abordagem permite obter uma aproximação inicial das dimensões da íris. Utilizou-se o mesmo procedimento para determinar as dimensões aproximadas da íris dos restantes valores de acoplamento da tabela de acoplamento (M_{12} , M_{23} e M_{34}). A tabela 4.3 sumariza as dimensões das íris obtidas a partir do gráfico 4.8 para valores de acoplamento retirados da matriz.

Tabela 4.3: Acoplamento entre cavidades e dimensão da íris para filtro passa-banda de ordem 4

M_{ij}	K	W(mm)
$M_{12}=\mathbf{0.8309}$	0.0062	12.1 mm (W_1)
$M_{23}=\mathbf{0.6576}$	0.0049	10.5 mm (W_2)
$M_{34}=\mathbf{0.8309}$	0.0062	12.1 mm (W_3)

A utilização desta técnica não tem em consideração o efeito de carga entre cavidades nem o efeito do acoplamento externo causado pela ponta de prova. No final desta etapa,

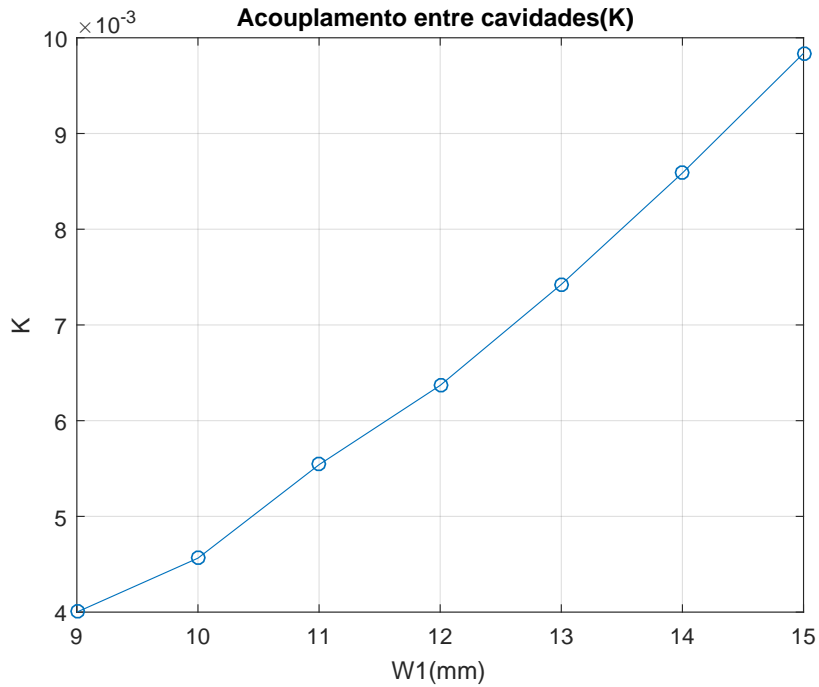


Figura 4.8: Dimensões da cavidade ressonante

associaram-se as várias cavidades e os conector de entrada e saída. Depois de estudados os diferentes tipos de acoplamento e determinada a geometria do filtro coaxial de ordem quatro, simulou-se a estrutura completa no CST. A resposta em frequência do filtro nesta fase revelaram-se muito aquém das especificações pretendidas. De seguida recorreu-se ao simulador EM para iniciar o processo de optimização da estrutura até determinar as dimensões finais do sistema.

4.6 Optimização e resultados

A abordagem inicial com recurso a interpolações fornece resultados pouco precisos para serem utilizados na realização do filtro passa-banda simétrico. É vantajoso utilizar outras ferramentas mais avançadas como a optimização EM, para chegar às dimensões finais do filtro. Os algoritmos de optimização do CST só têm efeito benéfico se houver conhecimento da influência de cada parâmetro da resposta do filtro. Isto é, antes de optimizar a estrutura do filtro para a resposta desejada deve-se compreender a influência de cada variável. Ao longo da realização do filtro optou-se por avaliar passo a passo os parâmetros-S. Começa-se por duas cavidades acopladas até atingir as quatro cavidades. A cada passo foi possível melhorar as dimensões das íris de modo a segurar uma largura de banda de 20 MHz. O principal factor a ter como precaução durante a optimização, é a dimensão da íris, uma vez que não existe possibilidade de *tuning* após o fabrico da estrutura. Optou-se por colocar as cavidades alinhadas de forma sequencial, por forma a garantir que não existe acoplamento entre cavidades não adjacentes. A figura 4.9 mostra a estrutura 3D do filtro passa-banda de

ordem quatro.

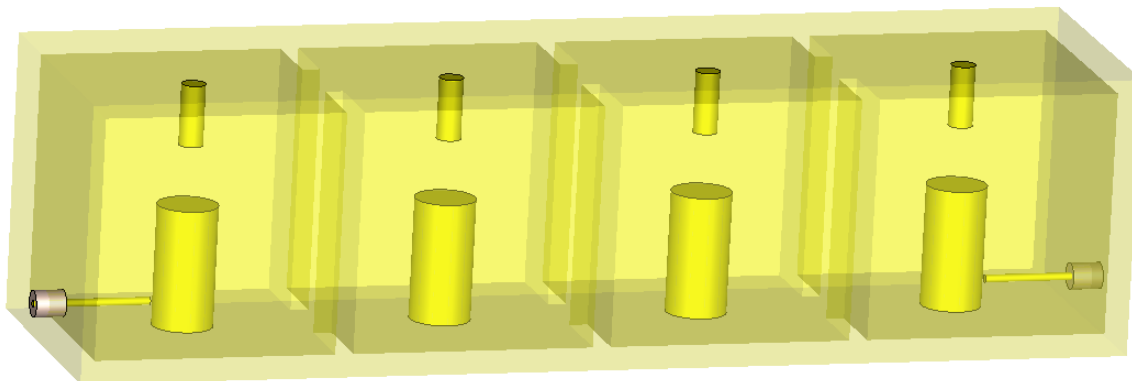


Figura 4.9: Modelo 3D filtro coaxial de ordem quatro no CST

Remetendo mais uma vez para a importância do diagrama de blocos 1.2, observa-se nessa figura, entre as etapas 3 e 6, um ciclo que se repete caso a resposta obtida por simulação não seja semelhante às especificações pretendidas. Este processo recursivo tem como principal motor de desenvolvimento o CST e utiliza a matriz de acoplamento[M].

A figura 4.10 mostra o esquema com as etapas do processo de *tuning* efectuado a partir do CST. Em primeiro lugar, a simulação da estrutura 3D no CST gera uma matriz de parâmetros-S com a possibilidade de observar a resposta em frequência. Da mesma forma que no capítulo 3 se gera uma matriz de parâmetros-S, a partir da matriz de acoplamento [M], é possível reverter este processo. Isto é, conhecendo a resposta do filtro (parâmetros-S) é possível extrair a matriz de acoplamento [M], obtendo-se informação sobre o modelo 3D. De seguida varia-se experimentalmente os valores da matriz de acoplamento [M]. No passo seguinte, altera-se o modelo 3D de acordo com as alterações efectuadas na matriz e repete-se novamente este ciclo reavaliando os parâmetros S do modelo 3D e até encontrar os valores da matriz de acoplamento que satisfaça as especificações. Após algumas iterações, as dimensões das aberturas entre cavidades foram sofrendo alterações até chegar à resposta desejada. No entanto esta técnica tem a desvantagem de ser computacionalmente intensiva e repetitiva, por vezes torna-se um pouco difícil, a partir da resposta do filtro, compreender os parâmetros que devem ser alterados na matriz de acoplamento [M] para corrigir a resposta do filtro.

Figura 4.10: Etapas da optimização com recurso ao CST



A figura 4.11 mostra as dimensões finais do filtro após várias simulações da estrutura completa com refinamento da rede *mesh*. A figura 4.12 mostra a rede *mesh* gerada.

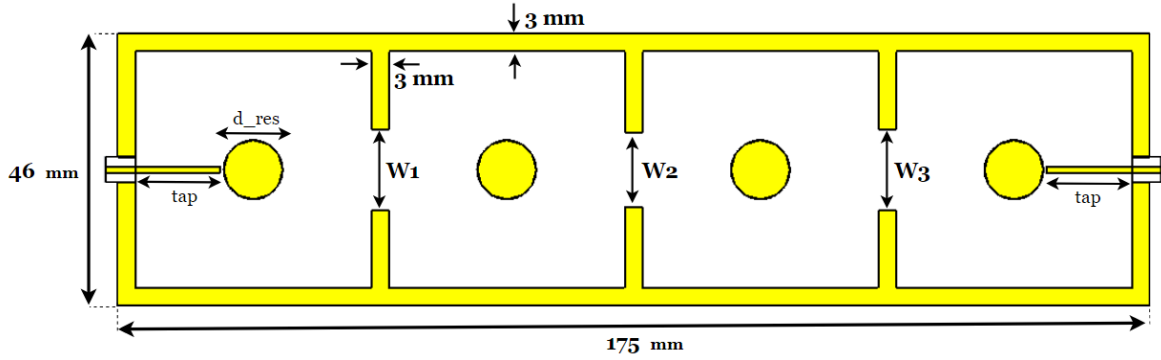


Figura 4.11: Dimensões de filtro coaxial de ordem quatro: $W_1 = 13.7mm$, $W_2 = 12.6mm$, $W_3 = 13.7mm$, $tap = 14.87mm$ e $d_{res} = 10mm$

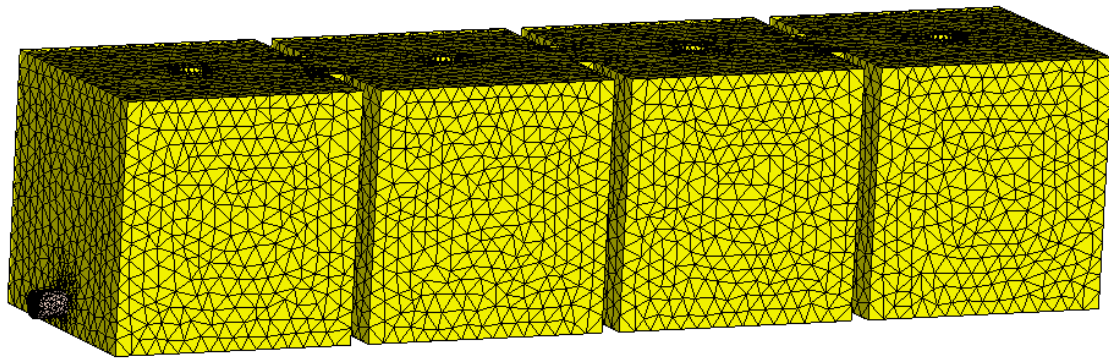


Figura 4.12: Rede mesh gerada no CST

Observa-se na figura 4.13, um gráfico com os resultados da simulação EM a tracejado e os resultados da resposta obtida partir da matriz de acoplamento[M] sintetizada no capítulo anterior. Observa-se uma concordância, entre os resultados ideais obtidos a partir da matriz de acoplamento e os resultados da estrutura simulada no CST. Tal como esperado, a resposta do filtro simulada no CST apresenta ligeiras perdas na banda de passagem, de aproximadamente -0.9 dB. No que diz respeito ao centro de frequência do filtro, existe um ligeiro desfasamento comparativamente à simulação do CST. As diferenças de resultados deve-se principalmente às perdas por condutividade do material utilizado nas paredes do filtro. Enquanto que na simulação ideal o factor qualidade das cavidades ressoantes é infinito, o factor de qualidade da simulação do modelo no CST é de 3600. A figura 4.16, mostra a matriz de acoplamento extraída a partir dos parâmetros S da simulação EM . Em comparação com a matriz de acoplamento ideal obtida no capítulo anterior 3.3 os valores de acoplamento normalizado são ligeiramente mais baixos. Ainda nesta fase, foi possível comprovar graficamente a existência de um campo eléctrico mais forte no topo da cavidade e campo magnetico mais denso na base do cavidade, tal como mostram as figuras 4.14 e 4.15.

Fazendo um balanço em comparação com as especificações iniciais do filtro, conclui-se que se encontra à frequência central $2660MHz$, com largura de banda de $20MHz$, ao seja (0.75%) de largura de banda fraccional. Apesar de alguns tipos de filtros de cavidade apresentarem a capacidade de *tuning* das dimensões da íris, no caso particular do filtro realizado durante

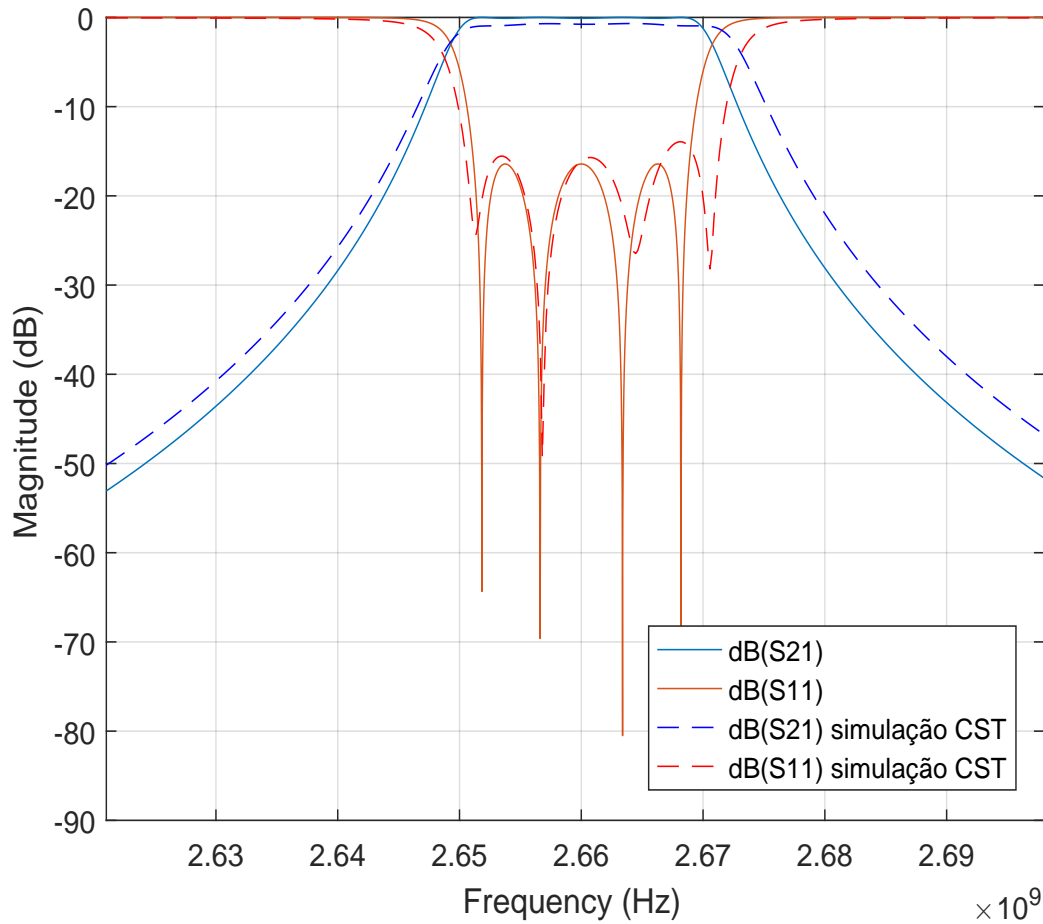


Figura 4.13: Resultados da simulação baseados na matriz de acoplamento vs resultados da estrutura física simulada no CST

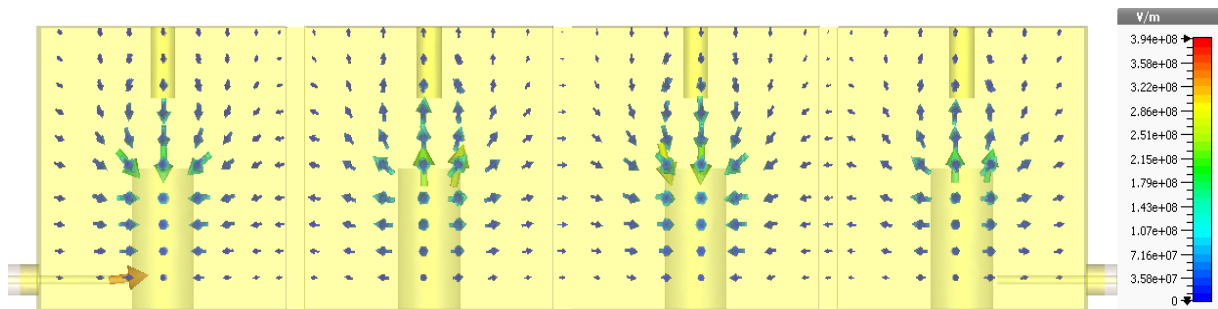


Figura 4.14: Simulação campo eléctrico vista na perspectiva lateral

este trabalho, apenas existe o *tuning* da frequência de ressonância. Por este facto deve existir especial cuidado no dimensionamento das íris.

Calculadas as dimensões finais e efectuadas a simulação EM da estrutura 3D cuja resposta apresenta resultados próximos das especificações pretendidas, procedeu-se ao fabrico da estrutura.

Na fase final de síntese do filtro, deve-se ter em especial atenção algumas considerações

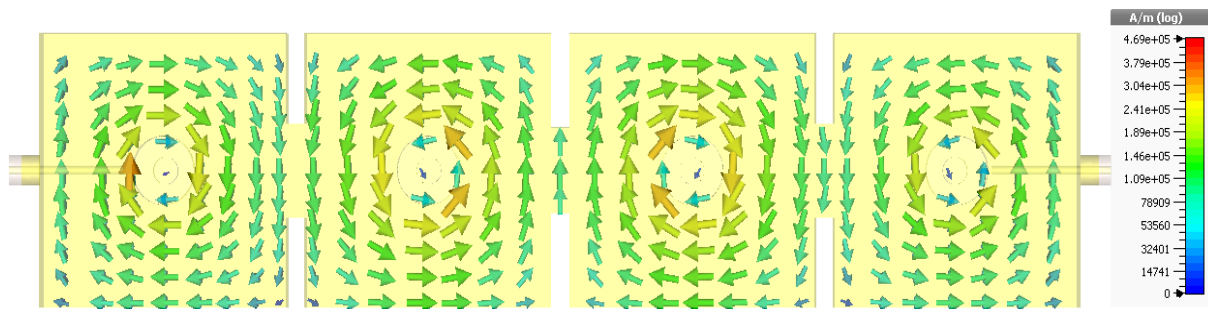


Figura 4.15: Simulação campo magnético vista da perspectiva da base

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.9146 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.9146 & 0 & 0.8021 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.8021 & 0 & 0.6426 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6426 & 0 & 0.8021 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8021 & 0 & 0.9146 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9146 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 4.16: Matriz de acoplamento extraída a partir da resposta em frequência do filtro.

práticas sobre a construção deste tipo de filtro. Evitar que os cantos das cavidades façam um ângulo de 90°, seleccionar um metal de elevada condutividade para o fabrico do filtro, construir um filtro com bom isolamento entre os diferentes elementos. Neste projecto, optou-se por seleccionar o latão pela boa condutividade, baixo custo e facilidade de manuseamento do metal. A estrutura geral do filtro passa-banda coaxial é formada por 4 cavidades rectangulares, cada uma com um ressonador cilíndrico e parafuso de sintonização no topo de cada cavidade, tal como se mostra na imagem 4.17. Para conexão ao exterior existem dois conectores SMA de 50Ω. A espessura das paredes metálicas do filtro é de 3mm. Os quatro parafusos de *tuning* presentes no topo do filtro são constituídos do mesmo material das paredes metálicas e têm um diâmetro de 4mm. De forma a fixar a posição do parafuso de *tuning* adicionou-se uma porca no topo da cavidade. Por último, o conector coaxial SMA utilizado foi o 901-9891-RFX pela largura considerável do conector interior e o comprimento de (14.87mm). Como estudado e implementado na simulação, a forma de acoplamento seleccionada para este trabalho, impede a existência de qualquer tipo de contacto físico entre os ressonadores interno da cavidade e os conectores SMA.

Depois do processo de fabrico, avaliou-se a resposta do filtro utilizando-se o Vector Network Analyser (VNA). Inicialmente calibrou-se este instrumento para uma carga de 50Ω e ligaram-se os conectores SMA do filtro às portas do VNA. Observou-se que o filtro micro-ondas não apresenta as especificações pretendidas, iniciando-se o processo de *tuning* do filtro até atingir as especificações pretendidas. O processo de *tuning* após o fabrico permite corrigir a resposta do filtro para as alterações das tolerâncias dos materiais e possíveis imperfeições no processo de fabrico.

O *tuning* do filtro é feito em tempo real, os parafusos adicionados ao topo da cavidade



Figura 4.17: Filtro coaxial de ordem 4

ressoante apenas permitem alterar o centro da frequência do filtro. Inicialmente foi observado um desfasamento na frequência central do filtro, que foi progressivamente corrigido. O método de *tuning* sequencial, consiste em mover os parafusos no topo de cavidade até que cada cavidade tenha frequência de ressonância igual da frequência central do filtro. Começa-se por fazer o *tuning* da primeira e última cavidade só depois é efectuado o mesmo procedimento para as cavidades intermédias. Uma das maiores dificuldades em fazer o *tuning* destes filtros deve-se ao facto de que à medida que cada cavidade estivesse sintonizada à frequência central, ao sintonizar a cavidade seguinte, estaria a alterar ligeiramente a cavidade anterior. A cada iteração foi possível observar melhorias no *Insertion loss* na banda passagem e consequentemente o aumento do *return loss*.

Este processo de sintonização manual do filtro revelou-se um método demorado e nem sempre linear, no entanto é importante e necessário para obter a resposta em frequências para o qual foi desenvolvido. Na literatura . Os resultados da medição do filtro após processo de *tuning*, encontram-se na figura 4.19. O factor de qualidade efectivamente medido na prática é dado por $\frac{f_0}{BW_{3dB}} = \frac{2659MHz}{23MHz} = 115.6$.

Do ponto de vista e frequência central, existe uma boa concordância entre os resultados da simulação e os resultados da estrutura física. No entanto o *Insertion Loss* á frequência central (2660 MHz) é de aproximadamente -2.9 dB, menos -2 dB do que o esperado pela simulação. Acredita-se que as principais razões para esta diferença reside nos erros de construção do filtro e no acoplamento causado pela posição do conector SMA. Observa-se ainda uma diferença de

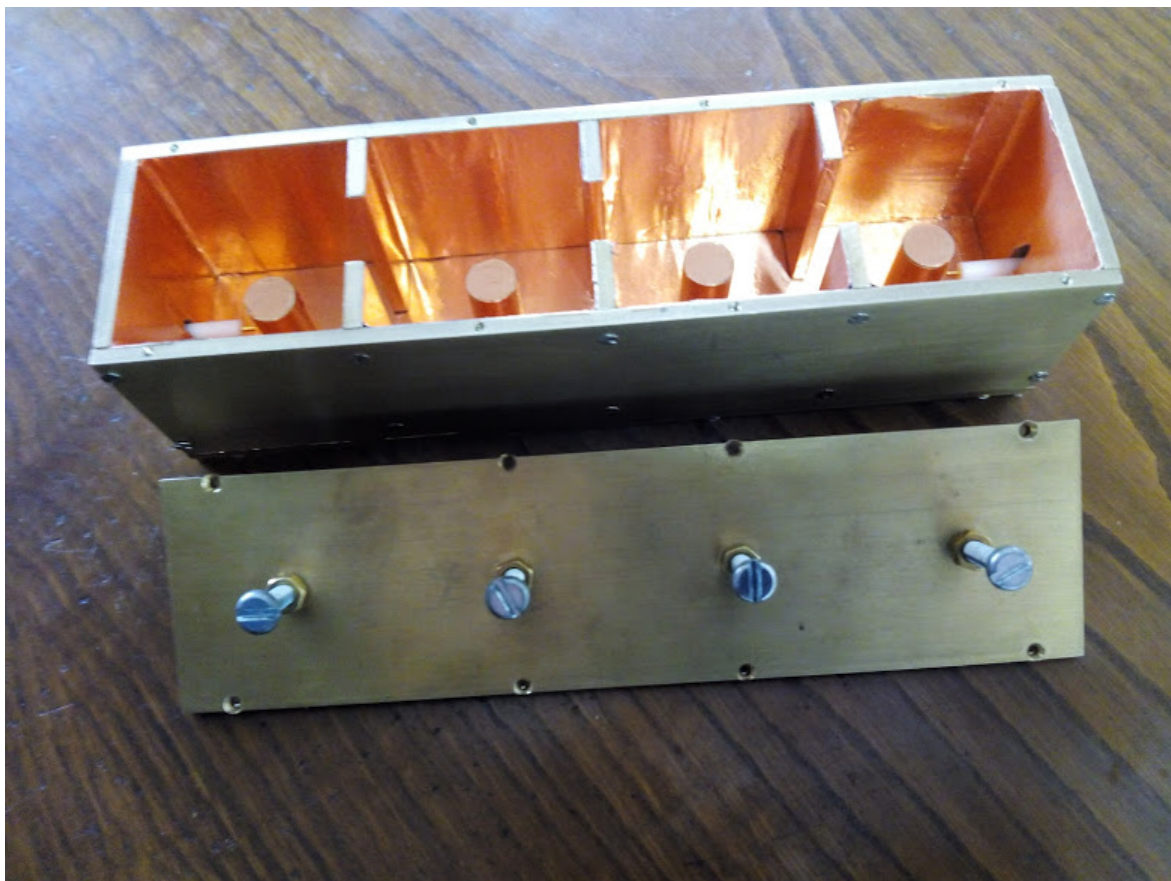


Figura 4.18: Filtro coaxial de ordem 4

largura de banda entre a resposta simulada e medida na prática. Esta redução de largura de banda deve -se às dimensões das íris.

O fabrico de filtros cavidade faz-se, na grande maioria dos casos, através de máquinas de grande precisão de corte, como fresadoras Computer Numerically Controlled (CNC). Usa-se este método de fabrico para obter resultados muito precisos, no entanto, para ser fresado um filtro destas dimensões implicaria elevado custo de produção. Um dos desafios deste trabalho também passou por encontrar uma solução que minimizasse o custo e tempo de produção. Por esta razão todas as peças mecânicas utilizadas na construção do filtro foram desenvolvidas a partir de um torno mecânico tradicional. No desenvolvimento deste projecto, utilizaram-se parafusos para unir as diferentes paredes metálicas, em vez da tradicional soldadura. Se por um lado esta solução permite o reajuste e alteração de certas dimensões, em contrapartida, caso as peças não sejam bem recortadas, criam-se pequenas aberturas vulneráveis a perdas de radiação. A pouca precisão de manufatura foi observada a partir de paquímetro digital, em que havia diferenças entre os valores medidos na prática e os teóricos. Calcula-se que outro motivo, pelo elevado *insertion loss* na banda de passagem deve-se ao acoplamento externo causado pelos conectores SMA. Observou-se na secção 4.4 deste capítulo, que a altura do centro da ponta de prova deve ser especificamente dimensionado, caso contrário haverá degradação da resposta do filtro. Por forma a reduzir as perdas por *insertion loss* na banda

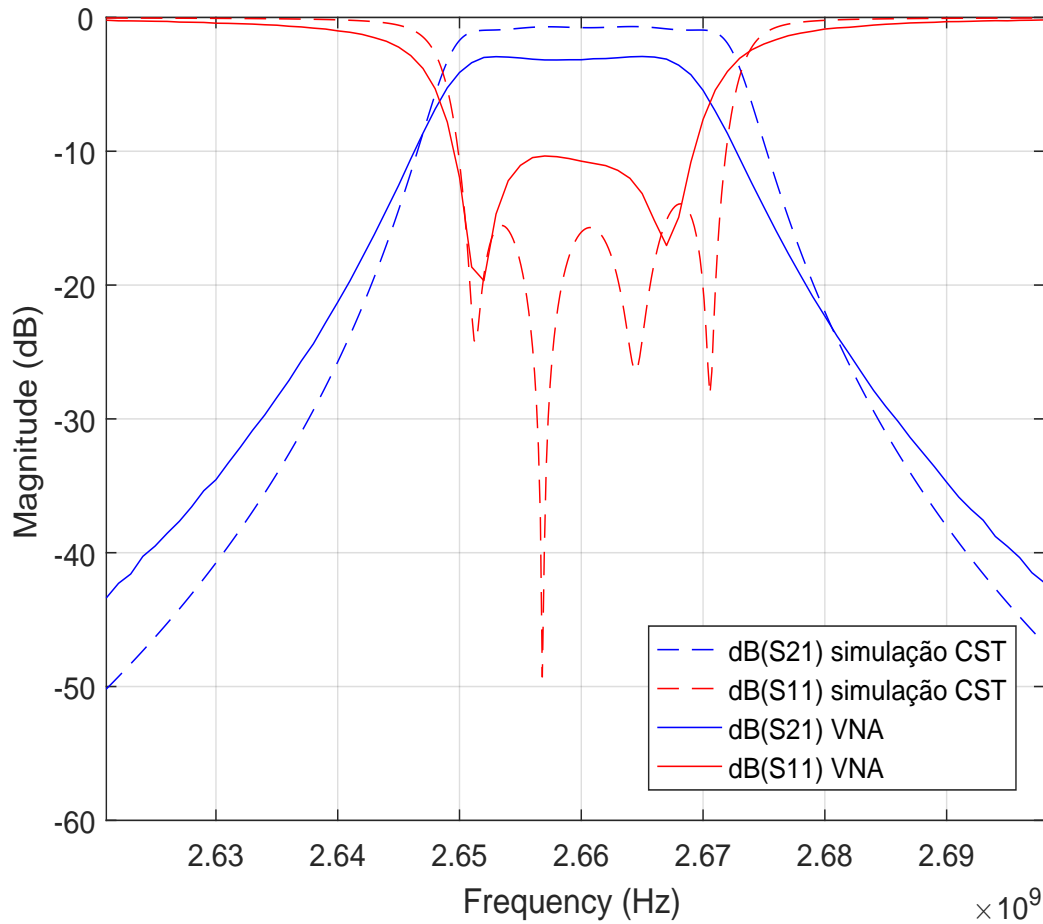
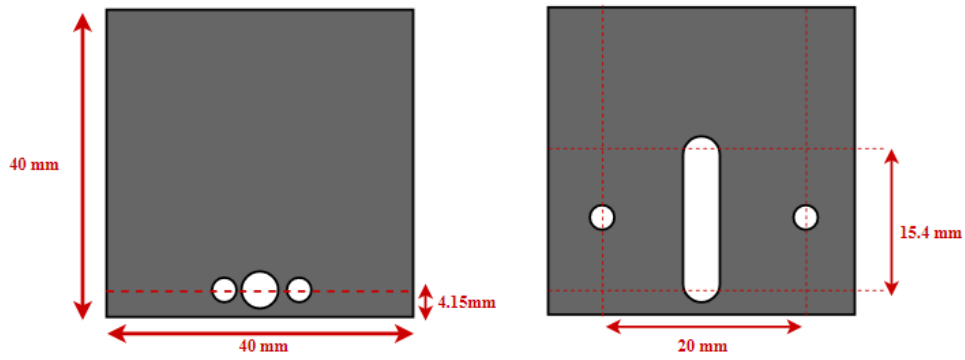


Figura 4.19: Resultados práticos vs resultados da simulação no CST

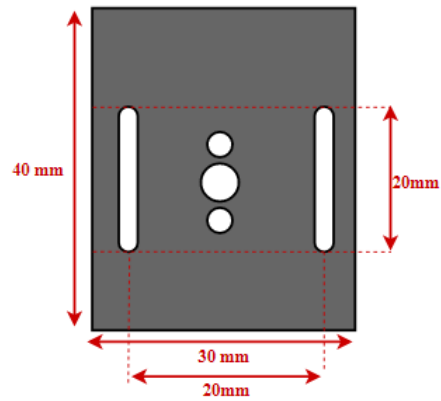
passante, criou-se uma solução que permite o ajuste do conector coaxial.

O princípio de funcionamento da estrutura para alterar o acoplamento da ponta de prova, consiste em adicionar uma parede secundária que se desloca na vertical permitindo o movimento do centro do conector SMA. A figura 4.20a mostra a alteração efectuada na parede original, permitindo que o centro do conector SMA se mova entre: a altura inicial (4.15 mm) e a altura máxima do ressoador (20 mm). Ainda nesta parede, adicionaram-se duas aberturas, afastadas 20 mm para fixar os parafusos utilizados no movimento da parede secundária. A parede secundária, representada na figura 4.20b tem uma espessura de 1.5 mm, e ainda duas aberturas verticais separadas de 20 mm para mover os parafusos no sistema de deslizamento, enquanto fixa o conector nesta mesma parede.

As alterações efectuadas na parede metálica para realizar o deslizamento do conector, não permitiu reduzir o *insertion loss* na banda passante, resultando numa solução ineficaz, tal como se verifica pela resposta do filtro na figura 4.21. Se por um lado esta solução permitiu alterar a posição vertical do conector, por outro lado, introduziu um afastamento de 1.5 mm entre o conector e o ressoador interno, resultando num aumento do *insertion loss* na banda de passagem para aproximadamente -10dB. Por esta análise, pode-se concluir que a proximidade



(a) Alterações efectuadas na parede do filtro



(b) Dimensão da parede adicionada para sistema de ajuste do conector

Figura 4.20: Esquema para ajuste do conector coaxial

do conector ao ressoador interno é mais relevante para determinar o factor de acoplamento externo. Num trabalho futuro poder-se-á testar outras formas de acoplamento externo nomeadamente o *inductive loop* ou *capacitive loop*.

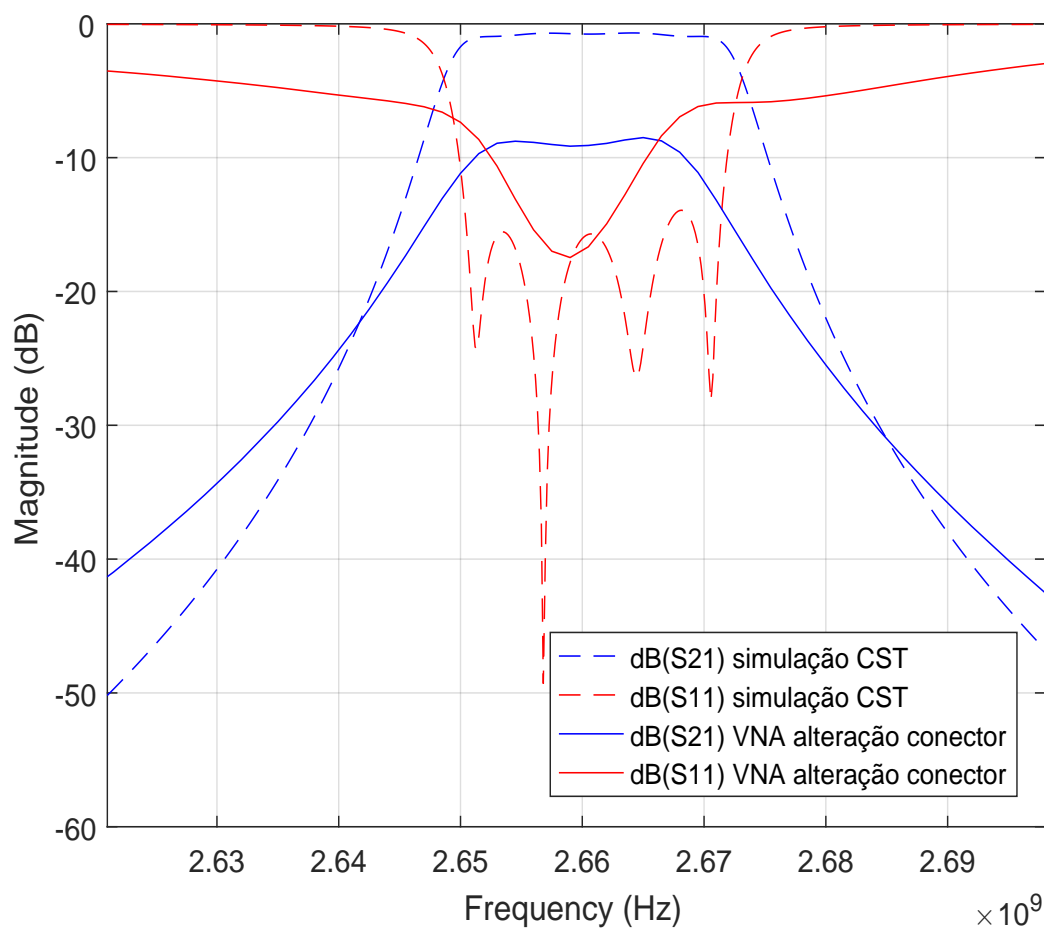


Figura 4.21: Resultados práticos após alteração da parede vs resultados da simulação no CST

Conclusão e Trabalho Futuro

5.1 Conclusões

O objectivo desta dissertação foi a síntese e construção de um filtro passa-banda, capaz de filtrar um dos canais da banda 7 de *downlink* do LTE. Todo o processo de síntese de um filtro até chegar à fase de construção envolve um conjunto de etapas sequências (figura 1.2) que foram descritas ao longo do projecto.

Começou-se por conhecer as especificações em frequência que se pretende atingir com o filtro. Iniciou-se o projecto de filtros analógicos passivos, com o estudo do modelo de um filtro passa-baixo ideal e as principais diferenças entre as aproximações matemáticas de Butterworth, Chebyshev e elíptica, em termos de magnitude, transição entre a banda passante a banda de atenuação, variação de fase, e *ripple* na banda de passagem. Ainda neste capítulo foi feito um levantamento bibliográfico de filtros micro-ondas, separando em dois grandes grupos: os filtros planares e os filtros de cavidade, com especial detalhe para os filtros de cavidade coaxial. Filtros de cavidades coaxiais foi a tecnologia seleccionada por garantir um factor qualidade elevado, baixo custo de fabrico, fácil desenvolvimento do modelo 3D. Demonstaram-se as etapas matemáticas de síntese de matrizes de acoplamento e as vantagens na construção de filtros de cavidade.

A síntese do filtro, começou efectivamente no capítulo 3, com o desenvolvimento de um *script* Matlab® para determinar a matriz de acoplamento. Começou-se pela síntese do protótipo passa-baixo segundo aproximação de Chebyshev e a transformação para o protótipo passa-baixo equivalente que incorpora inversores de impedância e elementos FIR. A partir deste protótipo passa-baixo equivalente obteve-se o protótipo passa-banda descrito sob a forma de matriz de acoplamento. Pela resposta em magnitude percebe-se que aumentar o número de ressoadores permite uma transição mais abrupta entre a banda passante e a banda de rejeição. No entanto aumentar a ordem do filtro implica aumento na atenuação na banda de passagem. Por esta razão reduz-se a ordem do filtro, relaxando as especificações requisitadas. Por último observou-se a resposta ideal de um filtro passa-banda simétrico ideal, factor qualidade infinito,

com quatro ressoadores, à banda de interesse.

A matriz de acoplamento define o filtro com a vantagem de poder associar directamente os valores de acoplamento com as dimensões físicas do filtro. Neste trabalho começou-se por fazer interpolações de modo a obter as dimensões iniciais do filtro micro-ondas. O método de interpolação permitiu poupar tempo de simulação ao obter-se uma aproximação grosseira das dimensões do filtro. Por outro lado, mostrou-se pouco preciso, uma vez que não tem em consideração o efeito de carga das várias cavidades. De forma a ajustar as dimensões finais recorreu-se a um processo de optimização recursivo que consiste na extracção da matriz da acoplamento a partir dos parâmetros S, simulados no CST. Através de reavaliações sucessivas do filtro foi então possível modificar as dimensões do filtro até chegar a uma solução final próxima do desejado. Durante este projecto pode-se falar de um *tuning* feito a partir do CST e de um *tuning* final após o fabrico.

Na fase final do projecto procedeu-se à sintonização manual e medição dos parâmetros S utilizando o VNA. A sintonização manual do filtro após o fabrico da estrutura metálica, revelou-se um processo pouco linear e demorado. Quanto aos resultados práticos após sintonização, verificaram-se perdas na banda passante de aproximadamente $-3dB$ enquanto que a partir das simulações EM eram esperados apenas $-0.9dB$ e largura de banda inferior aos 20 MHz esperados. A largura de banda inferior a 20 MHz deve-se ao incorrecto dimensionamento da íris. Por outro lado, calcula-se que as perdas elevadas na banda de passagem tenham origem nos erros de construção durante o processo de fabrico e no insuficiente acoplamento externo causado pelo conector.

Com o objectivo de minimizar as perdas na banda de passagem, desenvolveu-se um sistema mecânico para mover verticalmente o centro da ponta de prova do conector ao longo do ressoador cilíndrico. Infelizmente esta solução não trouxe melhoria na resposta do filtro, verificando-se aumento das perdas na banda de passagem para aproximadamente $-10dB$. Uma das consequências desta alteração foi a introdução de espaçamento de 1.5 mm entre o ressoador e o conector. Calcula-se que o aumento da distância entre o conector e ressoador cilíndrico possa ter diminuído o acoplamento externo.

Este projecto pode criar oportunidades a que outros estudos sejam feitos neste âmbito criando filtros com especificações cada vez mais exigentes. Os métodos explicados neste projecto com recurso ao CST, permitem compreender o funcionamento do campo electromagnético dentro do filtro, a explica o funcionamento dos diferentes tipos de acoplamento dentro do filtro. Por fim a possibilidade de comparar as simulações desenvolvidas com resultados reais medidos no VNA permite encontrar a origem dos erros.

5.2 Trabalho futuro

Como trabalho futuro, de forma a melhorar a resposta do filtro e avançar na aplicação de métodos mais avançados à síntese de filtros pode-se:

- Introduzir parafusos de acoplamento na íris para possibilitar a variação do acoplamento entre cavidades e assim variar a largura de banda do filtro;
- Utilizar materiais com condutividade mais elevada, como por exemplo cobre, ou proceder ao "banho de prata" para aumentar o factor qualidade de cada cavidade;
- Estudar e implementar em filtros futuros o acoplamento cruzado. Este tipo de acoplamento traria a vantagem de introduzir zeros de transmissão à frequência desejada, e obter transições mais abruptas entre a banda passante e a banda de rejeição;

Referências

- [1] ANACOM Autoridade Nacional de Comunicações. URL: <https://www.anacom.pt/render.jsp?categoryId=382989>.
- [2] M. P. L. Fragoso, «All Channels LTE Filtering System», *Instituto Superior Técnico*, pp. 1–11, 2013.
- [3] S. R. Group, «The LTE STANDARD», April, 2014, pp. 1–32.
- [4] J.-S. HONG e M. J. LANCASTER, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2001.
- [5] «The Atmospheric Filter», NASA.
- [6] NASA. URL: https://science.nasa.gov/ems/01_intro.
- [7] R. d. C. d. F. Marcelo Fonseca Braga Sidelmo Magalhães Silva, «APLICAÇÃO DE FILTROS ATIVOS E PASSIVOS DE POTÊNCIA: ESTUDO DE CASO», *VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - Induscon*, 2008.
- [8] L. Thede, *Practical Analog and Digital Filter Design*. 2004.
- [9] R. R. Richard J. Cameron Chandra M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication systems: Fundamentals, Design, Applications*. 2007.
- [10] M. Y. Vahid Mirafteb, «Generalized Lossy Microwave Filter Coupling Matrix Synthesis and Design Using Mixed Technologies», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 3016–3027, Volume: 56, Issue: 12, Dec. 2008.
- [11] P. JARRY e J. BENEAT, *ADVANCED DESIGN TECHNIQUES AND REALIZATIONS OF MICROWAVE AND RF FILTERS*. 2008, vol. 129, pp. 219–251.
- [12] ———, *DESIGN AND REALIZATIONS OF MINIATURIZED FRACTAL RF AND MICROWAVE FILTERS*. 2009, vol. 129, pp. 219–251.
- [13] J.-S. Hong e M. J. Lancaster, «RECENT PROGRESS IN PLANAR MICROWAVE FILTERS», *IEEE Transaction*, pp. 1134–1137, 2002.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. 2012.
- [15] J. R. P. Pedro Pinho Armando Rocha, «Propagação Guiada de Ondas Electromagnéticas», *GEN, grupo Editorial Nacional*, 2014.
- [16] C. K. M. GEORGE F. CRAVEN, «The Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic», *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. MTT- 19, NO. 3*, pp. 295–308, march 1971.
- [17] W. Paul Wade, «Waveguide Filters You Can Build and Tune Part 3 Evanescent Mode Waveguide Filters», *American Radio Relay League, Inc. - All Rights Reserved*, march 2010.
- [18] M. G. O. R. P. J. E. K. M. C. M. Piloni, «Low-Cost Dual-Mode Asymmetric Filters in Rectangular Waveguide», *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1–4, 2001.
- [19] J. B. Thomas, «Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters — A Tutorial Overview», *IEEE Transaction*, pp. 1–9, 2003.

- [20] M. Yu, «Power-Handling Capability for RF Filters», *IEEE microwave magazine*, pp. 88–97, October 2007.
- [21] D. Natarajan, *A Practical Design of Lumped, Semi-Lumped and Microwave Cavity Filters*. 2013.
- [22] S. B. Cohn, «Dissipation loss in multiple-coupled resonator filters», *IEEE microwave magazine*, pp. 1342–1348, August 1959.
- [23] J.-S. HONG, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 2011, second edition.